

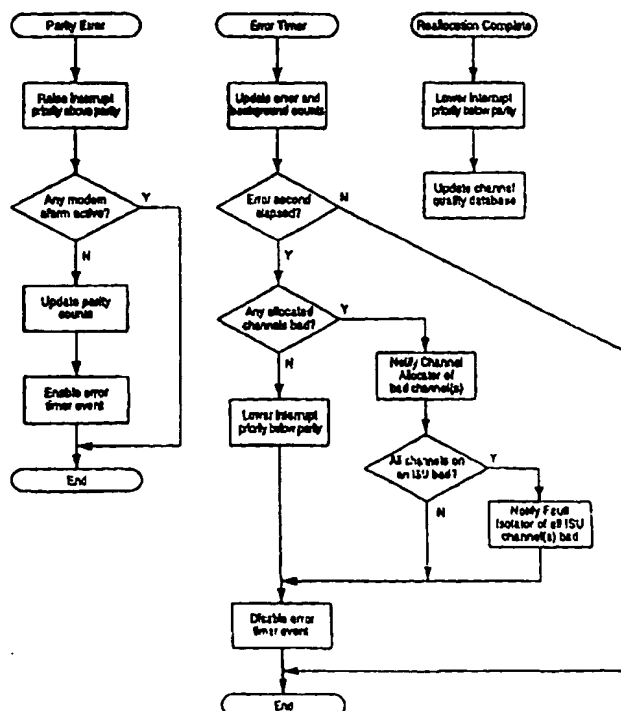
PCTWORLD INTELLECTUAL PROPERTY ORGANIZATION
International Bureau

INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(51) International Patent Classification ⁶ : H04L 1/24, 1/20, 5/06, 12/28, H04N 7/16, H04M 11/06, H04B 10/24		A2	(11) International Publication Number: WO 96/24995
			(43) International Publication Date: 15 August 1996 (15.08.96)
(21) International Application Number: PCT/US96/01606			(81) Designated States: AL, AM, AT, AU, AZ, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GE, HU, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, UZ, VN, ARIPO patent (KE, LS, MW, SD, SZ, UG), Eurasian patent (AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE, SN, TD, TG).
(22) International Filing Date: 6 February 1996 (06.02.96)			
(30) Priority Data: 08/384,659 6 February 1995 (06.02.95) US 08/457,295 1 June 1995 (01.06.95) US			
(71) Applicant: ADC TELECOMMUNICATIONS, INC. [US/US]; 4900 West 78th Street, Bloomington, MN 55435 (US).			
(72) Inventors: ANDERSON, Brian, D.; 11430 - 50th Place North, Plymouth, MN 55442 (US). ROBERTS, Harold, A.; 7017 Beacon Circle, Eden Prairie, MN 55346 (US). BREDE, Jeffrey; 8073 Curtis Lane, Eden Prairie, MN 55347 (US). BUSKA, Steven, P.; 13370 Stanton Drive, Minnetonka, MN 55305 (US).			
(74) Agent: VIKSNINS, Ann, S.; Schwegman, Lundberg, Woessner & Kluth, 3500 IDS Center, 80 South Eighth Street, P.O. Box 2938, Minneapolis, MN 55402 (US).			

Published*Without international search report and to be republished
upon receipt of that report.***(54) Title:** METHOD OF COMMUNICATION CHANNEL MONITORING USING PARITY BITS**(57) Abstract**

A method for monitoring at least one telephony communication n-bit channel, wherein one of the bits is a parity bit, includes sampling the parity bit of the n-bit channel. A probable bit error rate is derived from the sampling of the parity bit. The probable bit error rate can be compared to a pre-determined bit error rate value to determine if the at least one telephony communication n-bit channel is corrupted. If the at least one telephony communication n-bit channel is corrupted, the at least one telephony communication n-bit channel is re-allocated to an uncorrupted and unallocated telephony communication n-bit channel. Further, at least one unallocated telephony communication channel can be periodically monitored and error data accumulated to indicate the quality thereof.



특1998-701998

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl.⁶

H04L 1/24

H04L 12/28

(11) 공개번호 특1998-701998

(43) 공개일자 1998년06월25일

(21) 출원번호	특1997-705395	(87) 국제공개번호	WO 96/024995
(22) 출원일자	1997년08월06일	(87) 국제공개일자	1996년08월15일
번역문제출일자	1997년08월06일		
(86) 국제출원번호	PCT/US 96/001606		
(86) 국제출원출원일자	1996년02월06일		
(81) 지정국	AP ARIPO특허 : 케냐 레소토 말라위 수단 스와질랜드 우간다 EA EURASIAN특허 : 아제르바이잔 벨라루스 키르기즈스탄 카자흐스탄 러시아 타지키스탄 투르크메니스탄 EP 유럽특허 : 오스트리아 벨기에 스위스 독일 덴마크 스페인 프랑스 영국 그리스 아일랜드 이탈리아 룩셈부르크 모나코 네덜란드 포 르투갈 스웨덴 OA OAPI특허 : 부르키나파소 베냉 중앙아프리카 콩고 코트디부아르 카메룬 가봉 기네 말리 모리타니 니제르 세네갈 차드 토고 국내특허 : 알바니아 아르메니아 오스트리아 오스트레일리아 아제르바 이잔 바베이도스 불가리아 브라질 벨라루스 캐나다 스위스 중국 체 크 독일 덴마크 에스토니아 스페인 핀란드 영국 그루지야 헝가리 아이슬란드 일본 케냐 키르기즈스탄 북한 대한민국 카자흐스탄 스리 랑카 라이베리아 레소토 리투아니아 룩셈부르크 라트비아 몰도바 마 다가스카르 마케도니아 몽골 말라위 멕시코 노르웨이 뉴질랜드 폴란 드 포르투갈 루마니아 러시아 수단 스웨덴 싱가포르 슬로베니아 슬 로바키 타지키스탄 투르크메니스탄 터키 트리니다드토바고 우크라이 나 우간다 우즈베키스탄 베트남		
(30) 우선권주장	8/457,295 1995년06월01일 미국(US)		
(71) 출원인	에미디씨 텔레커뮤니케이션즈, 인크 데이비드 에프. 피셔		
	미국 55435 미네소타주 블루밍턴웨스트 세븐티에잇쓰 스트리트 4900		
(72) 발명자	앤더슨, 브라이언, 디		
	미국 55442 미네소타주 플리마우스 피프티쓰 플레이스 노쓰 - 11430		
	로버츠, 해롤드, 에이		
	미국 55346 미네소타주 에덴 프레어리 비콘 씨클 7017		
	브레드, 제프리		
	미국 55347 미네소타주 에덴 프레어리 커티스 레인 8073		
	버스카, 스티븐, 피		
	미국 55305 미네소타주 미네톤카 스탠튼 드라이브 13370		
(74) 대리인	장수길, 주성민		

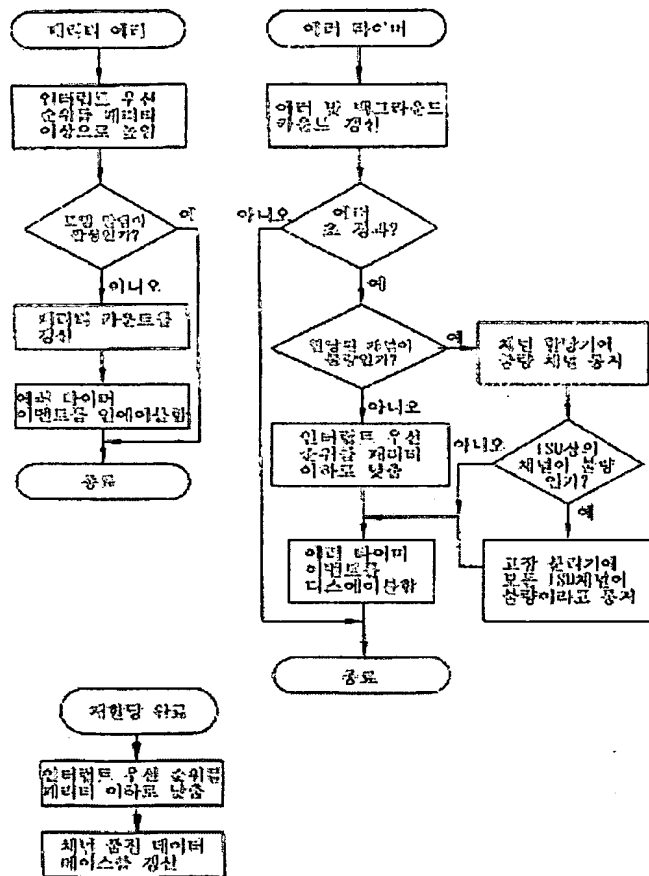
심사청구 : 없음

(54) 패리티 비트를 이용하여 전화 통신 채널을 모니터링하는 방법

요약

비트 중 하나는 패리티 비트인 n-비트의 적어도 하나의 전화 통신 채널을 모니터링하는 방법은 n-비트 채널의 패리티 비트를 샘플링하는 단계를 포함한다. 패리티 비트의 샘플링으로부터 확률 비트 에러율이 도출된다. 확률 비트 에러율을 소정의 비트 에러율 값과 비교하여 적어도 하나의 전화 통신 n-비트 채널이 오염되었는지를 판단한다. 적어도 하나의 전화 통신 n-비트 채널이 오염되었으면, 적어도 하나의 전화 통신 n-비트 채널을 오염되지 않고 미할당된 전화 통신 n-비트 채널로 재할당한다. 또한, 미할당된 적어도 하나의 전화 통신 n-비트 채널을 주기적으로 모니터하여 그 품질을 표시하도록 여러 데이터를 누산시킬 수 있다.

도표도



명세서

기술분야

본 발명은 일반적으로 통신 시스템의 분야에 관한 것이다. 보다 상세하게는, 본 발명은 통신 채널의 모니터링에 관한 것이다.

배경기술

오늘날 가정이나 사무실에서 찾아볼 수 있는 2가지 정보 서비스로는 텔레비전 또는 비디오 서비스와 전화 서비스 등이 있다. 다른 정보 서비스로는 전화 서비스에 접속된 모뎀을 사용하여 아주 빈번하게 이루어지는 디지털 데이터 전송이 있다. 여기에서 전화(telephony)라고 말하는 모든 것은 전화 서비스와 디지털 데이터 전송 서비스 모두를 포함한다.

전화와 비디오 신호의 특성은 서로 다르며, 따라서 전화와 비디오 네트워크는 서로 달리 설계된다. 예를 들면, 전화 정보는 비디오 신호에 대한 대역폭에 비해 상대적으로 좁은 대역을 차지한다. 게다가, 전화 신호는 저주파수인데 반해 NTSC 표준 비디오 신호는 50MHz 이상의 반송 주파수로 전송된다. 따라서, 전화 전송 네트워크는 오디오 주파수로 동작하고 전형적으로는 커브측 결합 상자로부터의 트위스트 와이어 드롭스(twisted wire drops from a curb-side junction box)에 의해 고객에 서비스를 제공하는 비교적 좁은 대역 시스템이다. 반면에, 케이블 텔레비전 서비스는 광대역이고 종래의 초고주파 텔레비전 수상기와 호환되는 신호를 달성하기 위해 여러 가지 주파수 반송파 믹싱 방법을 포함하고 있다. 케이블 텔레비전 시스템 또는 비디오 서비스는 일반적으로는 각각의 개별 가정 또는 사무실로의 차폐된 케이블 서비스 접속을 통해 케이블 텔레비전 회사에 의해 제공된다.

전화와 비디오 서비스를 하나의 네트워크로 결합시키려는 시도가 발명의 명칭이 광 통신 네트워크인 발란스(Balance)의 미국 특허 제4,977,593호에 기술되어 있다. 발란스는 교환국(central station)에 위치한 광원(optical source)을 갖는 수동 광 통신 네트워크(passive optical communications network)에 대해서 기술하고 있다. 광원은 광섬유를 따라 시분할 멀티플렉싱된 광 신호를 전송하며, 이 신호는 나중에 일련

의 스플리터(splitter)에 의해 지국(outstation)에 서비스를 제공하는 몇 개의 개별 광섬유들간에 분할된다. 이 네트워크는 디지털 음성 데이터가 동일한 광 경로를 거쳐 지국으로부터 교환국으로의 전송을 가능하게 해준다. 게다가, 발판스는 디지털 멀티플렉스를 통해 케이블 텔레비전 등의 서비스를 네트워크에 부가하는데 부가적인 파장들이 이용될 수 있다는 것도 지적하고 있다.

제임스 에이. 치딕스(James A. Chiddix)와 데이빗 엠. 판그랙(David M. Pangrac)에 의한 광섬유 기간망 : 혁신적인 케이블 TV 네트워크 구조(Fiber Backbone : A Proposal For an Evolutionary Cable TV network Architecture)라는 제목의 1988 NCTA 기술 논문은 하이브리드 광섬유/동축 케이블 텔레비전(CATV) 시스템 구조에 대해서 기술하고 있다. 이 구조는 기존의 동축 CATV 네트워크상에 구축된다. 이 구조는 이미 존재하는 CATV 분산 시스템에서 헤드 엔드로부터 다수의 피드 포인트(feed point)로의 직접 광섬유 경로의 사용을 포함한다.

발명의 명칭이 광파 전송선을 사용하는 CATV 분산망(CATV Distribution Networks Using Light Wave Transmission Lines)인 피전의 미국 특허 제5,153,763호는 헤드 엔드로부터 복수의 가입자들로의 광대역 다중 채널 CATV 신호의 분산을 위한 CATV 네트워크에 대해서 기술하고 있다. 헤드 엔드에 있는 전기-광 송신기와 광섬유 노드에 있는 광-전기 수신기는 광대역 CATV 전기 신호에 대응하는 광 신호를 송출 및 수신한다. 광섬유 노드로부터의 분산은 동축 케이블 전송선을 따라 전기 신호를 전송함으로써 달성된다. 이 시스템은 광대역의 CATV 신호의 일부 또는 전부를 옥타브 이하의 주파수 범위로의 블록 변환에 의해 전송된 광대역 CATV 신호의 외곽을 감소시킨다. 발명의 명칭이 광파 전송선을 사용하는 CATV 분산망인 피전의 관련 미국 특허 제5,262,883호는 외곽 감소 시스템에 대해서도 기술하고 있다.

상기한 네트워크가 하이브리드 광섬유/동축 구조를 포함하는 여러 가지 구조를 거쳐 광대역 비디오 신호를 전송하기 위한 여러 가지 개념들에 대해서 기술하고 있지만, 이들 중 어느 것도 전화 통신을 위한 단가 효율적이고 탄력적인 통신 시스템에 대해서는 언급이 없다. 이러한 통신 시스템에는 몇가지 문제점이 내재되어 있다.

이러한 문제점의 하나가 사용되는 대역폭이 할당된 대역폭을 초과하지 않도록 데이터를 전송하는데 사용되는 대역폭을 최적화할 필요가 있다는 것이다. 대역폭 요건은 특히 원격지 유닛에 있는 다수의 송신기가 할당된 대역폭을 초과하지 않도록 조정되어야만 하는 다중 지점 대 지점 통신에서 중요한 문제가 된다.

두번째 문제점은 시스템의 전력 소모와 관련이 있다. 이 통신 시스템은 전송 및 수신을 위해 원격지 유닛에서 이용되는 장비에 시스템의 전송 매체를 통해 분산된 전력이 공급될 수도 있기 때문에 데이터의 전송을 위해 원격지 유닛에서 사용되는 전력을 최소화하여야만 한다.

데이터 무결성도 또한 다루어져야 한다. 내부 및 외부 간섭 모두가 통신을 열화시킬 수 있다. 내부 간섭은 시스템을 통해 전송되는 데이터 신호들간에 존재한다. 즉, 공통 통신 링크를 통해 전송된 데이터 신호들은 그들간의 간섭을 겪게 되어 데이터의 무결성을 떨어뜨리게 된다. 외부 신호원으로부터의 침입도 또한 데이터 전송의 무결성에 영향을 줄 수 있다. 전화 통신 네트워크는 HAM 무선 등의 외부 신호원에 의해 발생된 노이즈에 쉽게 영향을 받는다. 이러한 노이즈는 간헐적이고 세기가 변할 수 있기 때문에, 이 시스템을 통한 데이터의 전송 방법이 이러한 침입의 존재를 교정하거나 또는 회피하여야만 한다.

이들 및 다른 문제점들은 이하의 설명으로부터 명백하게 되며 개선된 통신 시스템이 필요함을 보여준다.

〈발명의 요약〉

특히 침입에 대해 다중 지점 대 지점 통신 시스템내에 내지하는 몇몇 문제점들을 해결하기 위해 채널 모니터링을 사용하는 것에 대해서도 기술되어 있다. 본 발명의 모니터링 방법은 한 비트가 패리티 비트인 n비트의 전화 통신 채널을 모니터링한다. n비트 채널의 패리티 비트가 샘플링되고, 확률 비트 에러율이 패리티 비트의 샘플링으로부터 추출된다.

한 실시예에서, 시간 기간에 걸친 확률 비트 에러율은 n비트 채널이 오염되어 있는지를 판정하기 위해 최대 비트 에러율을 나타내는 소정의 비트 에러율과 비교된다. 오염된 채널은 그 다음에 재할당되거나 또는 다른 실시예에서는 채널의 전송 전력이 증가되어 이 오염을 극복할 수 있다.

또다른 방법 실시예에서, 이 방법은 제1의 시간 기간에 걸쳐 n-비트 채널의 패리티 비트를 샘플링하는 단계, 제1의 시간 기간에 걸쳐 패리티 비트의 샘플링으로부터의 확률 비트 에러율을 추출하는 단계, n비트 채널이 오염되어 있는지를 판정하기 위해 제1의 시간 기간에 걸친 확률 비트 에러율을 소정의 비트 에러율 값과 비교하는 단계, 및 n비트 채널이 오염되어 있지 않은 경우 복수의 연속적인 시간 기간에 걸쳐 확률 비트 에러율을 누적하는 단계를 포함하고 있다.

또다른 방법 실시예에서, 이 방법은 n비트 채널의 패리티 비트를 샘플링하는 단계와 제1의 시간 기간에 걸쳐 패리티 비트의 샘플링으로부터 확률 비트 에러율을 추출하는 단계를 포함하고 있다. 제1의 시간 기간에 걸친 확률 비트 에러율은 n비트 채널이 오염되어 있는지를 판정하기 위해 제1의 소정의 비트 에러율 값과 비교된다. 제2의 시간 기간에 걸친 패리티 비트의 샘플링으로부터의 확률 비트 에러율이 추출된다. 제2의 시간 기간은 제1의 시간 기간보다 더 길며, 그와 동시에 시작된다. 제2의 시간 기간에 걸친 확률 비트 에러율은 n비트 채널이 오염되어 있는지를 판정하기 위해 제2의 소정의 비트 에러율 값과 비교된다.

또다른 실시예에서는, 적어도 하나의 미할당된 전화 통신 채널을 모니터링하는 방법은 적어도 하나의 미할당된 전화 통신 채널을 주기적으로 모니터링하는 것을 포함한다. 적어도 하나의 미할당된 전화 통신 채널에 대한 여러 데이터가 누적되고 이 여러 데이터에 근거하여 적어도 하나의 미할당된 전화 통신 채널이 할당된다.

도면의 간단한 설명

도 1은 하이브리드 광섬유/동축 분산망을 이용하는 본 발명에 따른 통신 시스템의 블록선도.

- 도 2는 도 1의 시스템의 다른 실시예를 나타낸 도면.
- 도 3은 도 1의 시스템의 관련된 송신기와 수신기를 갖는 호스트 디지털 단말기(host digital terminal, HDT)의 상세 블록선도.
- 도 4는 도 3의 관련 송신기와 수신기의 블록선도.
- 도 5는 도 1의 시스템의 광 분산 노드의 블록선도.
- 도 6은 도 1의 가정 종합 서비스 유닛(home integrated service unit, HISU) 또는 다중 종합 서비스 유닛(multiple integrated service unit, MISU) 등의 종합 서비스 유닛(integrated service unit, ISU)의 일반적인 블록선도.
- 도 7A, 도 7B, 도 7C는 도 3의 HDT에서 이용되는 데이터 프레임 구조 및 프레임 시그널링을 나타낸 도면.
- 도 8은 도 3의 동축 마스터 유닛(coax master unit, CMU)의 동축 마스터 카드(coax master card, CMC)의 일반적인 블록선도.
- 도 9A는 도 1의 시스템에서 전화 트랜스포트를 위한 제1 트랜스포트 실시예에 대한 스펙트럼 할당을 나타낸 도면.
- 도 9B는 QAM 변조에 대한 매핑 다이어그램을 나타낸 도면.
- 도 9C는 BPSK 변조에 대한 매핑 다이어그램을 나타낸 도면.
- 도 9D는 도 9A의 스펙트럼 할당에 대한 서브대역 다이어그램을 나타낸 도면.
- 도 10은 도 1의 시스템의 제1의 트랜스포트 실시예에 대한 CMU의 마스터 동축 카드(master coax card, MCC) 다운스트림 전송 구조의 블록선도.
- 도 11은 도 1의 시스템의 제1의 트랜스포트 실시예에 대한 MISU의 동축 트랜스포트 유닛(coax transport unit, CXTU) 다운스트림 수신기 구조의 블록선도.
- 도 12는 도 1의 시스템의 제1의 트랜스포트 실시예에 대한 HISU의 동축 가정 모듈(coax home module, CXHM) 다운스트림 수신기 구조의 블록선도.
- 도 13은 도 12의 CXHM 다운스트림 수신기 구조와 관련된 CXHM 업스트림 전송 구조의 블록선도.
- 도 14는 도 11의 CXTU 다운스트림 수신기 구조와 관련된 CXTU 업스트림 전송 구조의 블록선도.
- 도 15는 도 10의 MCC 다운스트림 전송 구조와 관련된 MCC 업스트림 수신기 구조의 블록선도.
- 도 16은 도 1의 시스템과 함께 사용하기 위한 획득 분산 루프 루틴(acquisition distributed loop routine)의 흐름도.
- 도 17은 도 1의 시스템과 함께 사용하기 위한 트래킹 분산 루프 구조 루틴의 흐름도.
- 도 18은 도 15의 MCC 업스트림 수신기 구조의 다상 필터 뱅크의 크기 응답을 나타낸 도면.
- 도 19는 도 18의 크기 응답의 일부 확대도.
- 도 20은 도 15의 MCC 업스트림 수신기 구조의 침입 필터 구조와 FFT의 블록선도.
- 도 21은 도 20의 침입 필터 구조와 FFT의 다상 필터 구조의 블록선도.
- 도 22A는 제1의 트랜스포트 실시예의 다운스트림 수신기 구조의 반송파, 진폭, 타이밍 복원 블록의 블록선도.
- 도 22B는 제1의 트랜스포트 실시예의 MCC 업스트림 수신기 구조의 반송파, 진폭, 타이밍 복원 블록의 블록선도.
- 도 23은 제1의 트랜스포트 실시예의 수신기 구조에 대한 내부 이퀄라이저 동작의 블록선도.
- 도 24는 도 1의 시스템에서 트랜스포트를 위한 제2의 트랜스포트 실시예의 스펙트럼 할당을 나타낸 도면.
- 도 25는 도 1의 시스템의 제2의 트랜스포트 실시예에 대한 CMU의 MCC 모뎀 구조의 블록선도.
- 도 26은 도 1의 시스템의 제2의 트랜스포트 실시예에 대한 HISU의 가입자 모뎀 구조의 블록선도.
- 도 27은 도 26의 가입자 모뎀 구조의 모뎀의 블록선도.
- 도 28은 도 1의 시스템에서 사용되는 채널 모니터링에 대한 블록선도.
- 도 29A, 도 29B, 도 29C는 도 28의 채널 모니터링 루틴의 예러 모니터링 부분에 대한 흐름도.
- 도 29D는 도 29B의 블록선도에 대한 대체 흐름도.
- 도 30은 도 28의 채널 모니터링 루틴의 배경 모니터링 부분에 대한 흐름도.
- 도 31은 도 28의 채널 모니터링 루틴의 백업 부분에 대한 흐름도.

실시예

도 1에 도시된 바와 같이 본 발명의 통신 시스템(10)은 주로 하이브리드 광섬유-동축(hybrid fiber-coax, HFC) 분산망(11)을 통한 거주지 및 사무실 전기 통신 서비스를 전달하도록 설계된 액세스 플랫폼(access

platform)이다. 시스템(10)은 전화 및 비디오 서비스의 전달을 위한 가격 효율적인 플랫폼이다. 전화 서비스는 표준 전화, 컴퓨터 데이터 및/또는 원격 측정을 포함할 수도 있다. 게다가, 본 시스템은 거주지 가입자에 대한 기존 및 부상하는 서비스들을 수용하기 위한 유연성 있는 플랫폼이다.

하이브리드 광섬유/동축 분산망(11)은 전화 및 비디오 서비스를 교환국 또는 헤드 엔드(32)로부터 원격지에 위치한 분산 노드(18)(이하부터 광 분산 노드(optical distribution node, ODN)이라고 함)에 전달하기 위하여 광섬유 피더 라인(optical fiber feeder lines)을 이용한다. ODN(18)로부터 가입자들에게로 동축 네트워크를 통해 서비스가 분산된다. HFC-기반 통신 시스템(10)을 이용함으로써 몇가지 잇점이 있게 된다. 피더에 설치된 노드를 이용함으로써, 시스템(10)은 광전자의 단가를 수많은 가입자들로 분산시키게 된다. 분산점에서 각 가입자로 가는 별도의 구리 루프(스타 분산법)를 가지지 않고, 시스템(10)은 분산 동축 레그(distribution coax leg)(30)이 각 가정을 통과하고 가입자들은 서비스를 위해 분산 동축 레그(30)에 탭을 내는 버스 방식(bused approach)을 구현한다. 이 시스템(10)은 또한 RF 스펙트럼의 전용 부분내의 가격 효율적인 RF 모델 장치를 사용하여 비영상 서비스가 전송을 위해 변조될 수 있도록 해준다. 마지막으로, 시스템(10)은 동축 분산 링크가 기존의 케이블이 깔린 텔레비전 세트를 직접 구동할 수 있기 때문에 부가적인 가입자 장비없이도 기존의 동축 설비상으로 비디오 서비스를 전달할 수 있게 해준다.

당업자라면 여기 기술한 모델 전송 구조 및 이러한 구조를 둘러싼 구조 및 동작의 기능이 하이브리드 광섬유 동축 네트워크 이외의 다른 분산망에서도 이용될 수 있음을 잘 알 것이다. 예를 들면, 이 기능은 무선 시스템에서도 수행될 수 있다. 따라서, 본 발명은 첨부된 특허 청구의 범위에 따라 이러한 시스템의 사용도 고려한 것이다.

시스템(10)은 네트워크 인터페이스, 동기화, DS0 그루밍(grooming), 및 동작, 관리, 유지 및 보수 인터페이스 등의 전화 트랜스포트를 위한 모든 공통된 장비 기능을 구현하고, 스위칭 네트워크와 종합 서비스 유닛(100, ISU) 등의 고객 인터페이스 장비로의 정보의 전송 시스템간의 인터페이스를 포함하는 호스트 디지털 단말기(12, HDT)를 포함한다. 다중 거주지 종합 서비스 유닛에 반대되는 사무실 종합 서비스 유닛을 포함할 수도 있는 가정 종합 서비스 유닛(home integrated service unit, HISU)(68) 또는 다중 사용자 종합 서비스 유닛(multiple user integrated service unit, MISU)등의 종합 서비스 유닛(integrated service unit, ISU)(100)은 스위칭된 네트워크로 또한 그로부터 정보를 전달하는 전송 시스템에 대한 모든 고객 인터페이스 기능 및 인터페이스를 구현한다. 본 시스템에서, HDT(12)는 통신 교환국에 위치하며, ISU(100)은 현장에 원격 위치하거나 여러 위치에 분포되어 있다. HDT(12)와 ISU(100)은 다중 지점 대 지점 구성으로 하이브리드 광섬유/동축 분산망(11)을 통해 접속되어 있다. 본 시스템에서, HFC 분산망(11)을 통해 정보를 전송하는데 필요한 모델 기능은 HDT(12) 및 ISU(100) 모두에 있는 인터페이스 장비에 의해 수행된다. 이러한 모델 기능은 직교 주파수 분할 멀티플렉싱을 이용하여 수행된다.

이제, 도 1, 도 3 및 도 6을 참조하여 통신 시스템에 대해서 일반적으로 설명하기로 한다. 시스템(10)의 주요 구성 요소는 호스트 디지털 단말기(HDT)(12), 비디오 호스트 분산 단말기(VHDT)(34), 전화 다운스트림 송신기(14), 전화 업스트림 수신기(16), 광 분산 노드(18)를 포함하는 하이브리드 광섬유/동축(HFC) 분산망(11), 및 원격지 유닛(46)과 관련된 종합 서비스 유닛(66, 68)(도 6에 일반적으로 ISU(100)으로 도시됨)이 있다. HDT(12)는 스위칭 네트워크(일반적으로 중계선(trunk line, 20)으로 표기됨)와 전화 정보의 전송을 위한 HFC 분산망에 대한 모델 인터페이스간의 전화 인터페이스를 제공한다. 전화 다운스트림 송신기(14)는 도 3에 도시된 HDT(12)의 동축 RF 다운스트림 전화 정보 출력(22)의 전기-광 변환을 수행하며 여분의 다운스트림 광 피더 라인(24)로 전송한다. 전화 업스트림 수신기(16)는 여분의 업스트림 광 피더 라인(26)상의 광 신호의 광-전기 변환을 수행하여 전기 신호를 HDT(12)의 동축 RF 업스트림 전화 정보 입력상에 인가한다. 광 분산 노드(optical distribution node, ODN)(18)은 광 피더 라인(24, 26)과 동축 분산 레그(30)간의 인터페이스를 제공한다. ODN(18)은 다운스트림 비디오와 전화를 동축 분산 레그(30)으로 결합한다. 종합 서비스 유닛은 동축 분산망에는 모델 인터페이스를 제공하고 고객에게는 서비스 인터페이스를 제공한다.

HDT(12)와 ISU(100)은 전화 트랜스포트 시스템 변조기-복조기(모델) 기능을 구현한다. HDT(12)는 도 3에 도시한 RF MCC 모델을 적어도 하나 포함하며, 각 ISU(100)은 도 6에 도시한 RF ISU 모델(101)을 포함한다. MCC 모델(82)과 ISU 모델(101)은 HDT(12)와 ISU(100) 사이에서 DS0+ 채널 등의 전화 정보를 전송하기 위한 다중 반송파 RF 전송 기술을 사용한다. 이 다중 반송파 기술은 시스템의 대역폭이 각각이 정보 채널을 나타내는 다수의 반송파로 분할되는 직교 주파수 분할 멀티플렉싱(OFDM)에 근거하고 있다. 다중 반송파 변조는 시분할 멀티플렉싱된 정보를 취하여 이를 주파수 분할 멀티플렉싱된 데이터로 변환하는 기술로 볼 수 있다. 다중 반송파상의 데이터 발생 및 변조는 각 데이터 채널상의 직교 변환을 사용하여 디지털적으로 달성된다. 수신기는 데이터를 복조하기 위해 샘플링된 파형의 세그먼트에 대해 역변환을 수행한다. 다중 반송파들은 스펙트럼적으로 중첩되어 있다. 그러나, 변환의 직교성으로 인해, 각 반송파 내의 데이터는 다른 반송파로부터 무시할 수 있을 정도의 간섭으로 복조될 수 있으며, 따라서 전송된 데이터 신호들간의 간섭을 감소시키게 된다. 다중 반송파 전송은 특히 다중 지점 대 지점 시스템의 업스트림 전송에 필요한 전송 대역폭의 효율적인 이용을 달성한다. 다중 반송파 변조는 또한 다수의 멀티플렉싱된 데이터 스트림을 역분할하기 위한 효율적인 수단을 제공하며, 이러한 멀티플렉싱된 정보를 추출하기 위해 대역의 어떤 부분도 역분할할 수 있게 해주며, 비교적 긴 심볼 시간을 가진 결과로서 임펄스 노이즈에 대한 우수한 노이즈 면역성을 제공하며, 또한 열화된 반송파를 식별하고 데이터 전송에 이러한 반송파의 사용을 금지함으로써 협대역 간섭을 제거하기 위한 효율적인 수단을 제공한다(이러한 채널 모니터링 및 보호에 대해서는 이하에서 상세히 기술함). 본질적으로, 전화 트랜스포트 시스템은 간섭 및 열화된 성능을 갖는 반송파의 사용을 하지 못하게 하고 전송 품질 목표를 반송파만을 사용한다.

게다가, ODN(18)은 동축 분산 레그(30)으로의 전송을 위해 다운스트림 비디오와 전화 정보를 결합시킨다. 일반적으로 중계선(20)으로 도시된 기존의 비디오 서비스로부터의 비디오 정보는 헤드 엔드(32)에 의해 수신되어 처리된다. 헤드 엔드(32) 또는 교환국은 비디오 데이터 인터페이스를 위한 비디오 호스트 분산 단말기(34)(VHDT)를 포함한다. VHDT(34)는 비디오 정보를 분산망(11)의 ODN(18)을 통해 원격지 유닛(46)으로 전송하기 위하여 그와 관련된 광 송신기를 갖는다.

도 3 및 도 4에 도시된 HDT(12)의 전화 송신기(14)는 전송된 전화 데이터를 보호하기 위해 다운스트림 전화 트랜스포트를 위한 2개의 송신기를 포함한다. 이들 송신기는 종래의 것이며 비교적 저렴한 협대역 레이저 송신기이다. 그 중 한 송신기는 다른 송신기가 제대로 기능하고 있는 경우에는 대기 상태에 있다. 동작 중인 송신기에 고장이 검출되면, 전송은 대기중의 송신기로 스위칭된다. 그와 반대로, VHDT(34)의 송신기는 광대역 아날로그 DFB 레이저 송신기이기 때문에 HDT(12)의 송신기에 비해 비교적 고가이다. 따라서, 비디오 정보의 보호, 전화 데이터가 아닌 비필수 서비스는 비보호상태로 있게 된다. 비디오 데이터 전송으로부터의 전화 데이터 전송을 분할함으로써, 전화 데이터만의 보호가 달성될 수 있다. 비디오 데이터 정보 및 전화 데이터가 고가의 광대역 아날로그 레이저에 의해 한 광섬유 라인상으로 전송되는 경우, 전화 서비스에 대한 보호가 가능하지 않을 수도 있는 것은 경제성에 달려 있다. 따라서, 이러한 전송의 분리가 중요한 것이다.

또한 도 1을 참조하면, 비디오 정보는 광섬유 라인(40)을 통해 복수의 광섬유 라인(42)상의 전송을 위한 광 비디오 신호를 복수의 광 분산 노드(18)로 분할하는 스플리터(38)로 광학적으로 다운스트림 전송된다. HDT(12)와 관련된 전화 송신기(14)는 광섬유 피더 라인(42)을 거쳐 광 전화 신호를 광 분산 노드(18)로 전송한다. 광 분산 노드(18)는 하이브리드 광섬유 동축(HFC) 분산망(11)을 통해 복수의 원격지 유닛(46)으로 전기적 출력으로서 전송하기 위해 광 비디오 신호와 광 전화 신호를 변환한다. 전기적 다운스트림 비디오 및 전화 신호는 HFC 네트워크(11)의 동축 분산 부분의 복수의 동축 레그(30)와 동축 탭(44)을 통해 ISU로 분산된다.

원격지 유닛(46)은 전화 및 데이터 단말기 등으로부터의 전화 정보를 포함한 업스트림 전기적 데이터 신호를 전송하기 위한 수단을 포함하며, 그 외에 이하에 더 자세히 기술되는 세트톱 박스(45)로부터 세트톱 박스 정보를 전송하기 위한 수단을 포함할 수도 있는 일반적으로 도 6에 도시된 ISU(100)와 관련되어 있다. 업스트림 전기적 데이터 신호는 복수의 ISU(100)에 의해 HFC 분산망(11)의 동축 부분을 통해 그에 접속된 광 분산 노드(18)에 제공된다. 광 분산 노드(18)는 광섬유 피더 라인(26)을 통해 헤드 엔드(32)로 전송하기 위해 업스트림 전기적 데이터 신호를 업스트림 광 데이터 신호로 변환한다.

도 2는 일반적으로 헤드 엔드(32)로부터 광 분산 노드(18)로 광 비디오 및 광 전화 신호의 전송을 제공하기 위한 다른 실시예를 도시하고 있으며, 이 실시예에서 HDT(12)와 VHDT(34)는 동일한 광 송신기와 동일한 광섬유 피더 라인(36)을 이용한다. HDT(12)와 VHDT(34)로부터의 신호는 결합되어 광학적으로 헤드 엔드(32)로부터 스플리터(38)로 전송된다. 결합된 신호는 스플리터(38)에 의해 분리되고 4개의 분리된 신호는 동축 분산 레그(30) 및 동축 탭(44)에 의해 원격지 유닛으로의 분산을 위해 광 분산 노드(18)로 제공된다. ODN(18)로부터의 복귀 광 전화 신호들은 헤드 엔드에 제공되기 위해 스플리터(38)에서 결합된다. 그러나, 상기한 바와 같이, 이용된 광 송신기는 그의 광대역 능력으로 인해 비교적 고가이어서 본질적인 전화 서비스에 대한 보호를 제공할 수 있는 가능성을 감소시키게 된다.

당업자라면 알게 되는 바와 같이, 도 1에 도시한 광섬유 피더 라인(24, 26)은 4개의 광섬유를 포함할 수 있으며, 2개는 다운스트림 전화 송신기(14)로부터의 다운스트림 전송을 위한 것이고, 2개는 업스트림 전화 송신기(16)로부터의 업스트림 전송을 위한 것이다. 방향성 커플러(directional coupler)를 사용하여, 이러한 광섬유의 수는 반으로 줄일 수 있다. 게다가, 이용되는 보호 송신기와 광섬유의 수도 당업자는 알고 있는 바와 같이 변할 수 있으며, 열거된 어떤 수도 첨부된 특허 청구의 범위에 기술된 바와 같이 본 발명을 제한하는 것은 아니다.

이제 본 발명에 대해 더 상세하게 기술한다. 본 설명의 처음 부분은 주로 비디오 트랜스포트에 대해 다룬다. 본 설명의 나머지 부분은 주로 전화 트랜스포트에 관한 것이다.

비디오 트랜스포트

통신 시스템(10)은 중계선(20)을 거쳐 비디오 및 전화 서비스 제공자들로부터 비디오 및 전화 정보를 수신하는 헤드 엔드(32)를 포함하고 있다. 헤드 엔드(32)는 복수의 HDT(12)와 하나의 VHDT(34)를 포함하고 있다. HDT(12)는 전화 서비스 제공자들로부터/그로부터의 T1, ISDN 등의 전화 정보 또는 다른 데이터 서비스 정보를 통신하기 위한 네트워크 인터페이스를 포함하며, 이러한 통신은 중계선(20)으로 일반적으로 도시되어 있다. VHDT(34)는 비디오 서비스 제공자들로부터/그로부터의 케이블 TV 비디오 정보 등의 비디오 정보 및 가입자들의 대화형 데이터를 통신하기 위한 비디오 네트워크 인터페이스를 포함하며, 이러한 통신은 일반적으로 중계선(20)으로 도시되어 있다.

VHDT(34)는 비디오 광섬유 피더 라인(40)을 통해 스플리터(38)에 다운스트림 광 신호를 전송한다. 수동 광 스플리터(passive optical splitter, 38)는 다운스트림 고대역폭 광 비디오 신호의 4개의 카피를 만든다. 복제된 다운스트림 광 비디오 신호는 그에 대응하여 접속된 광 분산 노드(18)에 분산된다. 당업자라면 다운스트림 비디오 신호의 4개의 카피가 생성되지만, 임의의 수의 카피가 적절한 스플리터에 의해 만들어질 수도 있으며 본 발명은 이 특정의 수에 한정되지 않는다는 것을 잘 알 것이다.

스플리터는 고가의 광대역 광-전기 변환 하드웨어를 사용할 필요없는 광대역 광 신호를 분할하는 수동 수단이다. 광 신호 스플리터는 당업자에게는 알려진 것이며, 굴드사(Gould, Inc.) 등의 수많은 광섬유 요소 제조업자들로부터 입수가 가능하다. 다른 대안에서는, 능동 스플리터를 사용할 수도 있다. 게다가, 수동 또는 능동 스플리터의 직렬 연쇄는 부가적인 개수의 광 분산 노드에 적용하기 위해 복제된 광 신호의 수를 증가시키게 되며, 따라서 단일의 헤드 엔드에 의해 서비스가 가능한 원격지 유닛의 수를 더욱 증가시키게 된다. 이러한 대안들은 첨부된 특허 청구의 범위에 의해 기술된 바와 같이 본 발명에 따라 예기된 것이다.

VHDT(34)는 교환국, 케이블 TV 헤드 엔드, 또는 원격지 사이트에 위치할 수 있으며 약 112개에 이르는 NTSC 채널을 방송할 수 있다. VHDT(34)는 현재 본 발명의 양수인의 자회사인 아메리칸 라이트웨이브 시스템즈 인코포레이티드(American Lightwave Systems, Inc.)로부터 입수가 가능한 LiteAmp 시스템과 같은 전송 시스템을 포함하고 있다. 비디오 신호들은 신호들이 수신되는 것과 동일한 주파수에서 1300 나노미터 레이저 광원의 전쪽 변조에 의해 광학적으로 전송된다(즉, 광 전송은 RF 비디오 신호로 변조된 테라헤르츠 광 반송파이다). 다운스트림 비디오 트랜스포트 대역폭은 약 54-725MHz이다. 비디오 신호의 광 전

송을 위해 수신할 때의 비디오 신호의 주파수와 동일한 주파수를 사용함에 있어서의 한 잇점은 변환 비용이 줄어든다. 대역폭 전송을 제공한다. 이 동일 주파수 전송 방법은 다운스트림 변조가 광 다이오드와 함께 광-전기 변환 또는 비례 변환 및 아마도 증폭을 요구하지만, 주파수 변환을 요구하지 않는다. 게다가, 샘플 데이터 대역폭 감소가 일어나지 않고 해상도의 손실도 거의 없다.

도 5에 더욱 상세히 도시된 광 분산 노드(18)는 광섬유 피더 라인(42)상으로 스플리터(38)로부터 분할된 다운스트림 광 비디오 신호를 수신한다. 다운스트림 광 비디오 신호는 광 분산 노드(18)의 다운스트림 비디오 수신기(400)에 인가된다. 이용된 광 비디오 수신기(400)는 아메리칸 라이트웨이브 시스템즈 인코포레이티드로부터 입수가능한 Lite Amp 제품군에서 입수가능한 것과 유사하다. 비디오 수신기(400)로부터의 변환된 신호, 광 다이오드를 이용하여 비례 변환된 신호는 다운스트림 전화 수신기(402)로부터의 변환된 전화 신호와 함께 브리지 증폭기(bridger amplifier, 403)에 인가된다. 브리지 증폭기(403)는 2개의 서로 다른 주파수 대역폭의 신호들이 업스트림 및 다운스트림 전송을 위해 사용될 때 전송 및 수신 기능을 분리함으로써 전 이중 동작(full duplex operation)이 가능하게 되는 이중 필터(duplex filter, 406)에 4개의 다운스트림 전기적 전화 및 비디오 신호를 인가한다. ODN(18)에서는 비디오 또는 다운스트림 전화 신호에 대해 그 신호들이 ODN(18)에서 수신될 때와 동일한 주파수 대역폭에서 HFC 분산망(11)의 동축 부분을 거쳐 이들 신호들이 ODN을 통해 원격지 유닛으로 전달될 때 어떤 주파수 변환도 수행되지 않는다.

ODN(18)이 다운스트림 광 비디오 신호를 수신하고 이러한 신호들이 다운스트림 전기적 비디오 신호로 변환된 이후에, ODN(18)의 4개의 출력은 다운스트림 전기적 비디오 신호의 원격지 유닛(46)으로의 전송을 위해 HFC 분산망(11)의 동축 부분의 4개의 동축 레그(30)에 인가된다. 이러한 전기적 비디오 신호들에 대한 전송은 약 54-725 MHz 대역폭으로 일어난다. 각 ODN(18)은 복수의 동축 레그(30)상의 전송을 제공하며, 임의의 수의 출력이 첨부된 특허 청구의 범위에서 기술한 바와 같이 본 발명에 따라 예기된다.

도 1에 도시된 바와 같이, 각각의 동축 케이블 레그(30)는 많은 수의 원격지 유닛(46)에 복수의 동축 탭(44)을 통해 다운스트림 전기적 비디오 및 전화 신호를 제공할 수 있다. 동축 탭은 당업자에게는 잘 알려진 것이며, 전기 신호의 수동 양방향 픽오프(passive bidirectional pickoff)로서 동작한다. 각각의 동축 케이블 레그(30)는 직렬로 접속된 다수의 동축 탭(44)을 가질 수 있다. 게다가, HFC 분산망(11)의 동축 부분은 이러한 분산망(11)의 동축 부분을 통해 데이터가 전송될 수 있는 거리를 연장시키기 위해 임의의 수의 증폭기를 사용할 수도 있다.

다운스트림 비디오 신호는 동축 탭(44)로부터 원격지 유닛(46)으로 제공된다. 동축 탭(44)로부터의 비디오 신호는 일반적으로 도 6에서 ISU(100)의 블록선도에 의해 도시되어 있는 HISU(66)에 제공된다. ISU(100)는 다운스트림 전기적 비디오 및 전화 신호를 제공받아 이를 이중 필터(104)에 인가한다. 다운스트림 전기적 비디오 및 전화 신호는 이중 필터(104)를 통과하여 침입 필터(105) 및 ISU 모뎀(101)으로 간다. 다운스트림 비디오 신호는 침입 필터(105)를 지나 선택적인 세트톱 박스(45)를 거쳐 비디오 장비로 가게 된다. 이중 필터(104)로부터 ISU 모뎀(101)로 인가된 다운스트림 전기적 전화 신호는 이하에 더욱 상세히 기술하는 바와 같이 처리된다.

침입 필터(105)는 전화기 또는 컴퓨터 단말기 등의 다른 사용자 장비에 제공되는 것과는 반대로 비디오 장비에 인가되는 신호의 간섭에 대한 보호를 원격지 유닛에 제공한다. 침입 필터(105)는 비디오 신호를 통과시키지만 비디오 장비가 이용하지 않는 주파수들은 차단한다. 비디오 장비가 이용하지 않는 주파수들을 차단함으로써, 네트워크에 의한 적어도 동일한 원격지 유닛으로의 다른 서비스에 간섭할 수도 있는 누설 신호들(stray signals)이 제거된다.

세트톱 박스(45)는 원격지 유닛(46)에서는 선택적인 요소이다. 세트톱 박스(45)로부터의 대화형 비디오 데이터는 약 5 내지 40 MHz의 대역폭에서 비교적 낮은 주파수로 비디오 서비스 제공자에 의해 제공된 부가적인 별도의 RF 모뎀에 의해 전송되어진다. 이러한 주파수는 업스트림 및 다운스트림 전화 데이터 및 다운스트림 비디오의 전송에 사용되는 것이어서는 안된다.

HISU(66)에 있어서, 동축 탭(44)로부터의 별도의 동축 라인은 동축 탭(44)로부터의 세트톱 박스(45)로의 비디오 신호의 전송을 제공하고 따라서 비디오 장비로 다운스트림 비디오 신호를 제공하기 위해 이용된다. 도 6에 도시된 침입 필터(105)는 그의 점선으로 표시된 HISU(66)의 일부는 아니다.

VHDT(34)의 다른 실시예들은 비디오 신호를 주파수 천이시키기 위해 다른 변조 및 믹싱 방식 또는 기술 및 정보를 코딩된 포맷으로 전송하기 위해 다른 인코딩 방법을 사용할 수도 있다. 디지털 비디오 데이터를 전송하는 것 이외에 아날로그 비디오 데이터를 전송하기 위한 이러한 기술 및 방식들은 당업자들에게는 잘 알려진 것들이며 첨부된 특허 청구의 범위에서 기술한 바와 같이 본 발명의 정신 및 범위에 따라 예기되는 것이다.

전화 트랜스포트

도 3을 참조하여, MCC 모뎀(82)에 의해 반송파상으로 변조된 전화 정보와 ISU 동작 및 제어 데이터는 동축 라인(22)을 거쳐 HDT(12)와 전화 다운스트림 송신기(14)사이에서 전송된다. ISU(100)에 의해 반송파상으로 변조된 전화 정보 및 제어 데이터는 전화 업스트림 수신기(16)에서 수신되어 동축 케이블 라인(28)을 거쳐 MCC 모뎀(82)로 통신된다. 전화 다운스트림 송신기(14) 및 전화 업스트림 수신기(16)는 각각 광섬유 피더 라인(24, 26)을 거쳐 대응하는 광 분산 노드(18)로 전화 정보 및 제어 데이터를 전송하고 그로부터 이를 수신한다. 제어 데이터는 시스템(11)의 전화 서비스를 제공하기 위한 모든 동작, 관리, 유지 및 보수(OAMP) 및 HDT(12)와 ISU(100) 사이의 전화 정보의 전송을 제공하는데 필요한 다른 제어 데이터를 포함할 수도 있다.

HDT(12)의 블록선도는 도 3에 도시되어 있다. HDT(12)는 이하의 모듈들을 포함한다: 8개의 DS1 유닛(DS1U)(7개의 4분-DS1 유닛(48)과 한 개의 보호 유닛(50)), 하나의 보호 스위치 및 테스트 변환 유닛(52)(PSTU), 2개의 클럭 및 시간 슬롯 상호 교환 유닛(54)(CTSU)(하나의 활성 및 하나의 대기/보호 유닛), 6개의 동축 마스터 유닛(56)(CMU)(3개의 활성 및 3개의 대기/보호 유닛), 2개의 헬프 제어 유닛(58)(SCNU)(하나의 활성 및 하나의 대기/보호 유닛), 및 2개의 전력 공급 유닛(60)(교환국 공급장치

로부터 적절한 HDT 전압을 제공하는 2개의 부하-공유 유닛).

HDT(12)는 통신 시스템(10)의 전화 트랜스포트의 모든 공을 장비 기능을 포함한다. HDT(12)는 통상 교환국에 위치하며 로컬 디지털 스위치 또는 디지털 네트워크 요소 장비에 직접적으로 인터페이스한다. HDT는 모든 전화 정보에 대해 네트워크 인터페이스(62)를 제공한다. 각 HDT는 네트워크 인터페이스(62)에서 최대 672개의 DS0 채널을 나타내는 2 내지 28개의 DSX-1 입력을 수용한다.

HDT(12)는 또한 시스템(11)에서 전화 트랜스포트를 위한 모든 동기화를 제공한다. HDT(12)는 3가지 동기화 모드: 외부 타이밍(external timing), 라인 타이밍(line timing) 또는 내부 타이밍(internal timing) 중 어느 모드에서도 동작할 수 있다. 외부 타이밍은 HDT(12)가 위치하고 있는 교환국으로부터 온 빌딩 중합 타이밍 공급 기준(building integrated timing supply reference)에 동기화를 말한다. 라인 타이밍은 통상 로컬 디지털 스위치로부터 도출된 DSX-1 신호로부터의 복원된 클럭에 동기화한다. 내부 타이밍은 HDT가 어떤 유효한 기준 입력이 없는 때에 그 자신의 동기화를 유지하는 자유-작동 또는 홀드-오버 동작(free-running or hold-over operation)이다.

HDT(12)는 또한 4분-DS0 그루밍 능력(quarter-DS0 grooming capabilities)을 제공하며, 4096 x 4096 플-엑세스, 논-블로킹 4분-DS0(16kbps) 교차-접속 능력(full-access, non-blocking quarter-DS0 cross-connect capability)을 구현한다. 이것은 DS0 및 4분-DS0(ISDN D 채널)이 DSX-1 네트워크 인터페이스(62)에서 임의의 타임 슬롯에서 임의의 ISU(100)에 의해 서비스되는 임의의 고객으로 라우팅될 수 있게 된다.

HDT(12)는 또한 MCC 모델(82)을 포함하는 HFC 분산망(11)을 거쳐 전화 트랜스포트에 필요한 RF 모델 기능을 제공한다. HDT(12)는 HFC 분산망(11)에 모델 인터페이스를 제공하기 위해 3개까지의 능동 CXMU(56)를 수용하고 또한 각각의 능동 CXMU(56)에 대해 일대일 보호를 제공한다.

HDT(12)는 다중 지점 대 지점 통신 시스템(11)의 많은 ISU의 제어 및 통신을 포함한 전화 트랜스포트 시스템을 조정한다. 각 HDT(12) 모듈은 한 기능을 수행한다. DSIU 모듈(48)은 디지털 네트워크와 DSX-1 중단점에 인터페이스를 제공한다. PSTU(52)는 고장난 DSIU 모듈(48)에 대해 보호 DSIU(50)를 스위칭함으로써 DSIU 장비 보호를 제공한다. CTSU(54)는 4분-DS0 타임 슬롯 그루밍 능력 및 모든 시스템 동기화 기능을 제공한다. CTSU(54)는 또한 시스템에서의 모든 호출 처리를 조정한다. 이하에 보다 상세히 기술되는 CXMU(56)는 HFC 분산망(11)을 통한 OFDM 전화 트랜스포트에 대한 모델 기능 및 인터페이스를 제공하고, SCNU(58)는 전화 트랜스포트를 위한 모든 OAMP 기능을 제공하는 통신 시스템 전체의 동작을 관리한다. 관리에 대한 요청의 처리 대부분은 SCNU(58)에 의해 수행된다.

다운스트림 전화 송신기

도 4에 도시된 다운스트림 전화 송신기(14)는 전화 정보 및 제어 데이터를 전달하는 HDT(12)의 활성 CXMU(56)로부터 동축 RF 출력(22)을 취하여 이 출력(22)을 다운스트림 전화 트랜스포트 신호에 결합시킨다. 광 전송에 필요한 전기-광 변환 로직은 보다 가격 효율적인 전송 해법을 제공하기 위해 HDT(12)에서 보다는 독립적인 다운스트림 전화 송신기(14)에서 구현된다. 이 기능을 별도의 구성 요소에 배치함으로써, 이 기능의 비용이 HDT(12)의 각 CXMU(56)에서 중복될 필요가 없게 된다. 이로 인해 CXMU(56) 기능의 단가가 감소되며 CXMU(56)이 광섬유 대신에 동축을 통해 전송 및 수신을 할 수 있게 된다. 다운스트림 전화 송신기(14)는 또한 ODN(18)로의 여분의 다운스트림 광섬유 피더 라인(24)상으로의 전송을 제공한다.

다운스트림 전화 송신기(14)는 양호하게는 100 피트 이하의 거리내에 HDT(12)와 함께 위치하게 된다. 다운스트림 전화 송신기(14)는 활성 CXMU(56)로부터 동축 RF 출력을 수신하는데 그 각각은 6MHz 주파수 대역내에 있으며, 결합기(25)에서 이들을 단일의 RF 신호에 결합하게 된다. 각각의 6MHz 주파수 대역은 당업자에게 잘 알려진 보호 대역(guard band)에 의해 분리되어 있다. 다운스트림 전화 정보는 그 다음에 약 725-800MHz 주파수 대역으로 전송된다. 전화 송신기(14)는 1-2 스텝러(도시안됨)를 통해 결합된 신호를 통과시키며, 그에 따라 여분의 다운스트림 전기 신호를 생성하게 된다. 2개의 여분의 신호는 전기-광 변환을 위해 각각 여분의 레이저 송신기(501)로 보내지며, 여분의 신호들은 다운스트림 전화 송신기(14)의 출력이 각각이 동일한 신호로 변조된 2개의 광 피더 라인(24)상에 있도록 광 출력을 변조한다. 이것은 본 시스템의 다운스트림 전화 부분에 대한 보호를 제공한다. 전화 송신기(14)에서의 패브리-페롯 레이저 모두는 언제나 활성이다. 모든 보호 기능은 2개의 수신기중 하나가 활성으로 선택되는 광 전송의 수신단(ODN(18)에 위치함)에 제공되며, 따라서 전화 송신기(14)는 어떤 보호 스위칭 능력도 필요로 하지 않는다.

업스트림 전화 수신기

업스트림 전화 수신기(16)는 ODN(18)로부터의 업스트림 광 피더 라인(26)상의 업스트림 광 전화 신호에 대해 광-전기 변환을 수행한다. 업스트림 전화 수신기(16)는 통상 HDT(12)를 갖는 교환국과 같이 위치하며 HDT(12)에 전기적 동축 출력을 제공하고, 이 동축 출력(23)은 비디오 세트용 제어기(도시안됨)에 제공된다. 업스트림 전화 정보는 동축 라인(28)을 거쳐 업스트림 전화 수신기(16)으로부터 HDT(12)의 활성 CXMU(56)으로 라우팅된다. HDT(12)와 업스트림 전화 수신기(16)간의 동축 링크(28)는 양호하게는 100 피트 이하의 길이로 한정되며 교환국간 링크(intra-office link)이다. 비디오 트랜스포트 부분에서 기술한 비디오 세트용 제어기 정보는 업스트림 전화 정보와 함께 전송되도록 업스트림 전화 트랜스포트에 이용되지 않는 5-40MHz의 RF 스펙트럼의 대역폭에 위치한다.

업스트림 전화 수신기(16)는 이중 업스트림 광섬유 피더 라인(26)에 대해 이중 수신기(502)를 갖는다. 이들 피더 라인(26)은 전화 정보와 제어 데이터 양자 및 비디오 세트를 박스 정보를 포함하고 있는 ODN(18)로부터의 여분의 정보를 전달한다. 업스트림 전화 수신기(16)는 ODN으로부터의 업스트림 피더 라인에 대해 자동적인 보호 스위칭을 수행한다. 보호 로직에 의해 활성으로 선택된 수신기(502)는 HDT(12)를 구동하는 동축 출력(28)을 피드하기 위해 분할되고 출력(23)은 세트용 제어기(도시안됨)에 제공된다.

광 분산 노드

도 5를 참조하면, ODN(18)은 HDT(12)로부터의 광 피더 라인을(24, 26)과 HFC 분산망(11)의 원격지 유닛(46)으로의 동축 부분간의 인터페이스를 제공한다. 그 자체로, ODN(18)은 본질적으로 광-전기 및 전기-광 변환기이다. ISU(100)의 동축을 거쳐 ODN(18)으로부터의 최대 거리는 양호하게는 약 6km이고, 결합된 광 피더 라인/동축 드롭의 최대 길이는 양호하게는 약 20km이다. ODN(18)의 광 피더 라인측은 6개의 광섬유를 중단시키며 이 수는 변할 수 있다. 이들에는 다운스트림 비디오 피더 라인(42)(비디오 스템 리터(38)로부터 단일의 광섬유), 다운스트림 전화 피더 라인(다운스트림 전화 송신기(14)로부터), 다운스트림 전화 보호 피더 라인(24)(다운스트림 전화 송신기(14)로부터), 업스트림 전화 피더 라인(26)(업스트림 전화 수신기(16)으로), 업스트림 보호 피더 라인(26)(업스트림 전화 수신기(16)으로), 및 예비 광섬유(도시안됨) 등이 포함된다. ODN(18)은 다운스트림 전화 송신기로부터의 수신 광 피더 라인(24)에 대해 보호 스위칭 기능을 제공한다. ODN은 업스트림 전화 수신기로의 업스트림 광 피더 라인(26)상으로의 여분의 전송을 제공한다. 업스트림 광 피더 라인의 보호는 업스트림 전화 수신기(16)에서 제어된다. ODN(18)의 동축 분산망상에서, ODN(18)은 4개까지의 동축 레그(30)를 중단시킨다.

다운스트림 방향에서는, ODN(18)은 광 다운스트림 전화 신호를 전기 신호로 변환시키기 위한 다운스트림 전화 수신기(402) 및 이를 VHDT(34)로부터의 ODN(18)에서 중단되는 다운스트림 비디오 수신기(400)로부터의 변환된 다운스트림 비디오 신호와 결합시키는 브리저 증폭기(403)를 포함한다. 이 결합된 광대역 전기 전화/비디오 신호는 그 다음에 다운스트림 전송을 위해 할당된 스펙트럼, 예를 들면 HFC 분산망(11)의 동축 부분의 4개의 동축 레그 각각에서의 725-800MHz 대역으로 전송된다. 그 자체로, 이 전기 전화 및 비디오 신호는 동축 레그(30)를 거쳐 ISU(100)으로 전달되고, 브리저 증폭기(403)는 동시에 4개의 다운스트림 전기 전화 및 비디오 신호를 이중 필터(406)로 인가한다. 이중 필터(406)는 2개의 서로 다른 주파수 대역폭에서의 신호가 업스트림 및 다운스트림 전송을 위해 이용될 때 전송 및 수신 기능을 분리함으로써 전 이중 동작을 가능하게 한다. 전화 및 비디오 신호들은 이들이 ODN(18)에서 수신될 때와 동일한 주파수 대역폭으로 HFC 분산망(11)의 동축 부분을 거쳐 원격지 유닛(46)으로 ODN(18)을 통과할 때 업스트림 전송을 위해 ODN(18)에서는 주파수 변환을 이용할 수 없다. 도 1에 도시한 바와 같이, 각각의 동축 레그(30)는 상당 수의 원격지 유닛(46)에 복수의 동축 탭(44)을 통해 다운스트림 전기적 비디오 및 전화 신호를 제공할 수 있다. 당업자에게 잘 알려진 동축 탭(44)는 전기적 신호의 수동 양방향 픽오프로서 작용한다. 각 동축 레그(30)는 직렬로 접속된 다수의 동축 탭을 가질 수 있다. 게다가, HFC 분산망(11)의 동축 부분은 데이터가 시스템(10)의 동축 부분을 거쳐 전송될 수 있는 거리를 연장시키기 위해 임의의 수의 증폭기를 사용할 수도 있다. 다운스트림 전기적 비디오 및 전화 신호들은 그 다음에 보다 상세하게는 도 1에 도시된 HISU(68) 또는 MISU(66)일 수도 있는 ISU(100, 도 6)에 제공된다.

업스트림 방향으로, 전화 및 세트톱 박스 정보가 5 내지 40MHz의 RF 스펙트럼 범위에서 4개의 동축 레그(30)를 거쳐 이중 필터(406)에서 ODN(18)에 의해 수신된다. ODN(18)은 4개의 동축 레그(30) 중 3개까지에 장착된 선택적인 주파수 천이(64)를 포함할 수도 있다. 이들 주파수 천이(64)는 이용하게 되면 다른 3개의 동축 레그와 결합하기 이전에 동축 레그상의 업스트림 스펙트럼을 더 높은 주파수로 믹싱하게 된다. 주파수 천이(64)는 업스트림 스펙트럼을 50MHz의 배수로 시프트하도록 설계되어 있다. 예를 들면, 주파수 천이(64)는 RF 스펙트럼의 5-40MHz 부분에 있는 업스트림 정보를 이하의 범위: 50 내지 100MHz, 100 내지 150MHz, 또는 150 내지 200MHz 중 어떤 것으로도 믹싱하도록 준비될 수 있다. 이렇게 하여 어떤 동축 레그(30)도 업스트림 정보가 ODN(18)에서 결합될 때 어떤 스펙트럼 결합도 없이 업스트림 RF 스펙트럼의 동일 부분을 다른 레그로서 사용할 수 있게 된다. 주파수 천이기를 준비하는 것은 동축 레그(30)에서는 선택적이다. ODN(18)은 4개의 동축 레그(30) 각각에 존재하는 모든 업스트림 정보를 갖는 하나의 복합 업스트림 신호를 형성하기 위하여 모든 동축 레그(30)(주파수 천이될 수도 되지 않을 수도 있음)으로부터의 전기적 업스트림 전화 및 세트톱 박스 정보를 결합시키는 결합기(408)를 포함하고 있다. 복합 전기적 업스트림 신호는 수동으로 1:2 분할되고, 각 신호는 업스트림 전화 수신기(16)으로 전송을 위해 대응하는 업스트림 광섬유 피더 라인(26)을 구동하는 업스트림 패브리-페롯 레이저 송신기로 피드한다.

업스트림 전화 및 세트톱 박스 신호가 ODN(18)에서 상향 천이(upshift)되는 경우, 업스트림 전화 수신기(16)은 ODN(18)에서 행해진 상향 천이에 따라 신호들을 하향 천이(downshift)시키기 위한 주파수 천이(31)를 포함하고 있다. 결합기(33)는 그 다음에 결합된 신호를 HDT(12)에 인가하기 위해 하향 천이된 신호들을 결합시킨다. 이러한 하향 천이 및 결합은 신호들이 ODN(18)에서 상향 천이된 경우에만 이용된다.

종합 서비스 유닛(ISU)

도 1을 참조하면, HISU(68) 및 MISU(66) 등의 ISU(100)은 HFC 분산망(11)과 원격지 유닛(46)에 대한 고객 서비스간의 인터페이스를 제공한다. 특정 고객에 서비스를 제공하는 2가지 기본적인 타입의 ISU가 도시되어 있다. 다중 사용자 종합 서비스 유닛(66)(MISU)은 다중 거주지 종합 서비스 유닛 또는 사무실 종합 서비스 유닛일 수도 있다. 다중 거주지 종합 서비스 유닛은 다세대 건물, 소기업 및 여러 가정 등의 거주 및 사무실의 혼합 환경에 대해 사용될 수 있다. 이들 고객들은 평범한 예로부터의 전화 서비스(plain old telephone service, POTS), 데이터 서비스, DS1 서비스 및 표준 TR-57 서비스 등의 서비스를 요구한다. 사무 종합 서비스 유닛은 사무 환경에 서비스를 하도록 설계되어 있다. 이들은 더 많은 서비스, 예를 들면 데이터 서비스, ISDN, DS1 서비스, 화상 회의 등의 고대역폭 서비스 등을 요구할 수도 있다. 가정 종합 서비스 유닛(68)(HISU)은 단일 세대 건물 및 연립 가옥 등의 거주 환경에 대해 사용되며, 이 경우 의도된 서비스는 POTS 및 기본 음성 종합 디지털 서비스 네트워크(ISDN)이다. ISU에 대한 설명은 본 발명에 관한 한 다가구 및 사무 종합 서비스 유닛은 유사한 기능을 가지기 때문에 간략함을 위해 HISU 및 MISU에 한정하기로 한다.

모든 ISU(100)은 RF 모뎀 기능을 구현하며, 일반적으로 도 6의 ISU(100)으로 도시될 수 있다. ISU(100)은 ISU 모뎀(101), 동축 슬레이브 제머기 유닛(CXSU)(102), 고객 서비스 인터페이스를 제공하기 위한 채널 유닛(103), 및 이중 필터/탭(104)을 포함한다. 다운스트림 방향에 있어서, 전기적 다운스트림 전화 및 비디오 신호는 전화 정보를 ISU 모뎀(101)로 보내고 비디오 정보를 HISU의 경우에 침입 필터(105)를 거쳐 비디오 장비로 보내는 이중 필터/탭(104)에 인가된다. ISU(100)이 MISU(66)일 때는, 비디오 정보는 이중 필터에 의해 제거된다. ISU 모뎀(101)은 이러한 정보를 HDT(12)에서 직교 다중 반송파상으로 변조

하는데 사용된 MCC 모델(82)에 대응하는 모델을 사용하여 다운스트림 전화 정보를 복조한다. ISU(100)은 준비될 수 있는 6MHz 주파수 대역에서 동축 분산 레그(30)으로부터의 다운스트림 전화 정보를 복조한다. ISU 모델(101)의 타이밍 발생(107)은 ISU 모델(101)에 의한 수신 및 전송을 제어하고 처리를 제공하는 CXSU(102)에 대한 클럭킹을 제공한다. ISU 모델(101)로부터의 복조된 데이터는 제공된 서비스에 따라 CXSU(102)를 거쳐 인가가능한 채널 유닛(103)으로 전달된다. 예를 들면, 채널 유닛(103)은 POTS, DS1 서비스, ISDN, 다른 데이터 서비스 등에 대한 라인 카드를 포함할 수도 있다. 각 ISU(100)은 HDT(12)의 CXMU를 중 하나에 대응하는 6MHz 주파수 대역에서 이용가능한 모든 채널들의 일정 서브세트로의 액세스를 제공한다. 이 채널의 서브세트는 ISU(100)의 타입에 따라 변한다. HISU(66)은 6MHz 주파수 대역에서 많은 DS0 채널로의 액세스를 제공할 수 있는 반면 HISU(68)은 단지 몇 개의 DS0 채널로의 액세스만을 제공할 수 있을 뿐이다.

채널 유닛(103)은 CXSU(102)에 전화 정보 및 제어 데이터를 제공하며, CXSU는 이러한 데이터를 ISU 모델에 제공하며 그에 접속된 동축 분산 레그(30)상으로의 전송을 위한 일시적인 6MHz 주파수 대역으로 이러한 전화 데이터 및 제어 데이터의 변조를 위해 ISU 모델(101)을 제어한다. ISU(100)에 의한 HDT(12)로의 전송을 위해 준비가능한 업스트림 6MHz 주파수 대역은 HDT(12)의 CXMU(56)에 의한 전송을 위해 이용되는 다운스트림 6MHz 대역들중 하나에 대응한다.

각각의 ISU(100)은 다운스트림 전송으로부터 동기화를 복원하여 ISU 데이터 전송을 위해 필요한 모든 클럭을 발생하고 이들 클럭을 관련 HDT 타이밍에 로크시킨다. ISU(100)은 또한 고객 라인 포획 및 라인 마이팅 조건들을 검출하여 이를 표시를 HDT(12)에 전송하는데 필요한 호출 처리 기능을 제공한다. ISU(100)은 중단되어 HDT(12)로부터 제어 데이터를 수신하고 그로부터 수신된 제어 데이터를 처리한다. 이 처리에는 통신 시스템(10)에서의 동적 채널 할당을 조정하는 메시지가 포함되어 있다. 마지막으로, ISU(100)은 이중 필터/맵(104)로부터 취해진 전력 신호(109)에 의해 도시한 바와 같이 HFC 분산망(11)상으로 수신된 전력 신호로부터 ISU 동작 전압을 발생시킨다.

HDT에서의 데이터 경로

이하의 호스트 디지털 단말기(HDT)(12)에서의 데이터 경로에 대한 상세한 설명이다. 도 3을 참조하면, 네트워크 인터페이스(62)에서의 네트워크 설비와 다운스트림 전화 송신기(14) 사이의 데이터 경로는 HDT(12)의 DS1U(48), CTSU(54) 및 CXMU(56) 모듈들을 각각 통해 다운스트림 방향으로 진행된다. HDT(12)에서의 각 DS1U(48)는 네트워크로부터 4개의 DS1을 취하여 이 정보를 CTSU 입력(76)이라고 하는 수정된 DS0 신호들의 4개의 24-채널, 2.56Mbps 데이터 스트림으로 포맷한다. CTSU 입력에서의 각 DS0는 다중 프레임 타이밍, 시그널링 정보 및 제어/상태 메시지(도 7A)를 전달할 수 있는 9번째 비트를 첨부함으로써 수정되었다. 이 수정된 DS0는 DS0+라고 한다. 9번째 비트 신호(NBS)는 각 프레임마다 갱신되는 패턴을 전달하며 때 24 프레임마다 반복된다. 이것은 네트워크로부터의 각각의 64kbps DS0를 72kbps DS0+로 매핑한다. 이와같이, 각 DS1에서 이용가능한 24개의 DS0 채널은 오버헤드 정보와 함께 4개의 CTSU 입력 스트림 각각의 24개의 DS0+ 채널들로 포맷된다.

9번째 비트 시그널링(NBS)는 다중 프레임 타이밍, 대역외 시그널링 비트 및 혼합 상태와 DS1U와 채널 유닛들간의 각 DS0와 관련된 제어 정보를 전달하기 위해 개발된 메카니즘이다. 그의 중요 기능은 시그널링 비트를 채널 유닛(103)에 전달하고 다중 프레임 클럭을 채널 유닛(103)에 제공함으로써 이들이 다중 프레임의 정확한 프레임내의 DS0에 업스트림 시그널링 비트를 삽입할 수 있도록 하는 것이다. 다운스트림 DS0는 동일한 다중 프레임 위상을 공유하지 않는 DS1으로부터 올 수도 있기 때문에, 각 DS0는 원래의 DS1과 관련된 시그널링 프레임들 가리키는 다중 프레임 클럭 또는 마커(marker)를 전달하여야만 한다. NBS는 이 능력을 제공한다. 9번째 비트 시그널링은 통신 시스템(11)의 OFDM 모델 전송에 두명한다.

8개까지의 DS1U(48)이 7개의 활성 DS1U(48) 및 보호 DS1U 모듈(50)을 포함하여 단일 HDT(12)에 장비될 수 있다. 이와 같이, 32개의 CTSU 입력들이 DS1U와 CTSU(54) 사이에 접속되지만, 최대 28개 임의의 시간에 트래픽을 전달하도록 인에이블될 수 있다. 4개의 나머지 CTSU 입력은 보호 DS1U 또는 고장난 DS1U 중 어느 하나로로부터 온 것이다. PSTU는 고장난 DS1U에 대한 보호 DS1U(50)을 스위칭하기 위한 스위치 제어를 포함한다.

각 CTSU 입력은 32개까지의 10비트 채널을 전달할 수 있으며, 처음 24개 채널은 DS0+를 전달하고 나머지 대역폭은 사용되지 않는다. 각 CTSU 입력(76)은 2.56Mbps로 클럭킹되고 8kHz 내부 프레임 신호(도 7C)에 동기화되어 있다. 이것은 125 μ sec 프레임 주기당 320 비트에 대응한다. 이를 320 비트는 도 7A에 도시된 바와 같이 프레임으로 된다. 프레임의 처음에 있는 14개의 갭 비트(72)는 2번째 비트 위치에서 단일의 동작 펄스만을 전달하며, 나머지 13 비트는 사용되지 않는다. 이하의 288 비트 중에서 처음 216 비트는 통상 24개의 DS0+ 채널을 전달하며, 여기서 각 DS0+는 표준 64kbps DS0 채널 + 부가의 8kbps 시그널링 비트에 대응한다. 이와 같이 각각의 DS0+는 72kbps(매 8kHz 프레임마다 9 비트)의 대역폭을 갖는다. 나머지 72 비트는 부가의 DS0+ 페이로드 채널을 위해 예비된 것이다. 프레임의 마지막 18 비트(74)는 사용되지 않는 갭 비트이다.

HDT(12)의 클럭 및 타임 슬롯 교환 유닛(54)(CTSU)는 28개까지의 활성 CTSU 입력 데이터 스트림(76)으로부터 정보를 가져와 이들을 HDT(12)의 동축 마스터 유닛(CXMU)(56)에 입력되는 24개까지의 32-채널 2.56Mbps 출력 데이터 스트림(78)에 교차 접속시킨다. CTSU(54)와 CXMU(56) 사이의 데이터 스트림의 포맷은 CTSU 출력이라고 한다. 각 CTSU 출력은 또한 CTSU 입력과 같이 32개까지의 10비트 채널을 전달할 수 있다. 처음 28개는 트래픽을 전달하고 나머지 대역폭은 사용되지 않는다. 각 CTSU 출력은 2.56Mbps로 클럭킹되고 HDT(12)(도 7C)의 8kHz 내부 프레임 신호에 동기화된다. 이것은 125 μ sec 프레임 주기당 320 비트에 대응한다. 320 비트에 대한 프레임 구조는 CTSU 입력 구조에 대하여 상기한 바와 같다.

HDT(12)는 4분-DS0 패킷(16kbps)의 시간 및 공간 처리 능력을 갖는다. 이 기능은 CTSU(54)의 일부인 타임 슬롯 교환 로직으로 구현된다. CTSU는 4096 x 4096 4분-DS0 교차-접속 기능을 구현하지만, 모든 타임 슬롯들이 다 이용되는 것은 아니다. 정상 동작에 있어서, CTSU(54)는 각각 24 DS0+의 28 CTSU 입력으로서 정렬된 672 다운스트림 DS0+ 패킷(또는 2688개까지의 4분-DS0 패킷)을 각각 32 DS0+의 24 CTSU 출력으로서 정렬된 720 DS0+ 패킷(또는 2880 4분-DS0 패킷)으로 결합시켜 재할당한다.

이 시스템은 네트워크 인터페이스에서 672 DS0+ 패킷의 최대 처리 용량을 가지며, 따라서 CTSU 출력 대역폭 모두를 사용할 수 있는 것은 아니다. 672 채널 이상이 CTSU의 CTSU 출력 용량에 할당되어 있는 경우, 이것은 집중(concentration)이 이용되고 있는 것을 의미한다. 이 집중에 대해서는 이하에 자세히 설명한다.

각 CXMU(56)는 활성 CTSU(54)로부터 8개의 활성 CTSU 출력(78)을 수신하기 위해 접속되어 있다. 8개의 CTSU 출력은 2.56MHz 시스템 클럭으로 클럭킹되며 각각이 상기한 바와 같이 32개까지의 DS0+를 전달한다. DS0+는 CXMU(56)에 의해 추가적으로 처리되며, 10번째 패리티 비트가 각각의 DS0+에 첨부되어 10비트 DS0+가 된다. 이들 10 비트 패킷은 DS0, NBS(9번째 비트 신호) 및 패리티 즉 데이터 무결성 비트(도 78)를 포함한다. 10 비트 패킷은 HFC 분산망(11)상에서 ISU(100)으로 전송된 데이터이다. 다운스트림 채널에 삽입된 10번째 비트 즉 데이터 무결성 비트는 ISU에서 디코딩 및 체크되어 상술된 바와 같이 업스트림 채널에서 대응하는 채널에 대한 패리티 비트를 계산하고 발생시키는 데 이용된다. 다운스트림 또는 업스트림 채널에서 에러를 나타낼 수 있는 이 업스트림 패리티 비트를 이용하여 기술된 바와 같은 채널 보호 및 모니터링을 제공한다.

업스트림 방향으로, HDT를 통한 역방향 경로는 사실상 HDT(12)를 통한 순방향 경로의 미러이다. 예를 들어, 10번째 패리티 비트는 CXMU(56)에서 처리되며, CXMU(56)으로부터 CTSU(54)로의 신호는 도 7A의 포맷으로 되어 있다.

DS0의 일주 지연(round trip delay)은 모든 데이터 경로에 대해 동일하다. 다운스트림 CTSU 출력으로부터 CXMU(56)를 통해 HFC 분산망을 거쳐 ISU(100)으로, 그 다음에 ISU(100)으로부터 거꾸로 HFC 분산망(11)을 거쳐 CXMU(56)를 통해 CTSU(54)로의 경로는 이하에서 자세히 설명하는 바와 같이 업스트림 동기화에 의해 제어된다. 일반적으로, 경로 지연은 각 ISU에 대해 측정되며, 그 길이가 정확한 수의 프레임이 아닌 경우 지연 길이는 ISU(100)에서 경로에 지연을 부가함으로써 조정된다.

동축 마스터 유닛(CXMU)

도 30에 도시된 동축 마스터 유닛(56)(CXMU)은 동축 마스터 카드 로직(80)(CXMC) 및 마스터 동축 카드(MCC) 모듈(82)을 포함하고 있다. 이미 설명한 바와 같이, 6개까지의 CXMU가 HDT(12)에 장착될 수 있다. 6개의 CXMU(56)은 3쌍의 CXMU(56)을 포함하며 각 쌍은 6MHz 대역폭의 전송을 제공한다. 각 쌍의 CXMU(56)은 하나의 활성 CXMU와 대기 CXMU를 포함한다. 이와 같이 각 CXMU에 대한 일대일 보호가 제공된다. 도 30에 도시한 바와 같이, 쌍으로된 CXMU 양자는 업스트림 전화 수신기(16)로부터의 업스트림 전화 데이터를 제공받으며 동축 라인(22)을 거쳐 다운스트림 전화 송신기(14)에 전송할 수 있다. 이와 같이, 쌍으로된 CXMU(56) 중 어느 것이 전송 또는 수신을 위해 사용될 것인지를 나타내는 일대일 보호를 제공하는데 제어 신호만이 필요하다.

동축 마스터 카드 로직(CXMC)

CXMU(56)(도 8)의 동축 마스터 카드 로직(80)(CXMC)은 HDT(12), 특히 CTSU(54)의 데이터 신호들간의 인터페이스 및 HFC 분산망(11)을 거쳐 데이터를 전송하기 위한 모듈 인터페이스를 제공한다. CXMC(80)은 MCC 모듈과 직접적으로 인터페이스한다. CXMC(80)은 또한 HDT(12)와 6MHz 대역폭으로 서비스되는 모든 ISU(100)사이의 다중 지점 대 지점 동작을 위한 ISU 동작 채널 송수신기를 구현하는데, CXMU(56)은 이 6MHz 대역폭내에서 데이터의 전송을 제어한다. 도 8을 참조하면, CXMC는 제어기 및 로직(84), 다운스트림 데이터 변환 회로(88), 업스트림 데이터 변환 회로(90), 데이터 무결성 회로(92), IOC 송수신기(96) 및 타이밍 발생기(94)를 포함한다.

다운스트림 데이터 변환 회로(88)는 CTSU(54)로부터의 9비트 채널 포맷(도 7A)으로부터 10비트 채널 포맷(도 7B)으로의 변환을 수행하고 HFC 분산망(11)을 거쳐 전송된 각 다운스트림 채널에서의 데이터 무결성 비트를 발생한다. 데이터 무결성 비트는 기수 패리티를 나타낸다. 다운스트림 데이터 변환 회로(88)는 다운스트림 CTSU 출력에 존재하는 32 개 비트(72, 74)(도 7A)를 제거하고 제어기와 로직(84)의 제어하에서 각 채널상에 10번째 데이터 무결성 비트를 삽입시키기 위해 사용되는 최소한 FIFO 버퍼를 구비하고 있다.

업스트림 데이터 변환 회로(90)는 업스트림 채널 각각에 첨부된 10번째 비트(데이터 무결성)를 평가하여 이 정보를 데이터 무결성 회로(92)로 보내는 최소한 FIFO 버퍼를 포함하고 있다. 업스트림 데이터 변환 회로(90)는 10비트 채널의 데이터 스트림(도 7B)을 CTSU(54)에 인가하기 위해 9비트 채널 포맷(도 7A)로 다시 변환한다. 이러한 변환은 제어기 및 로직(84)의 제어하에서 수행된다.

제어기 및 로직(84)는 또한 HFC 네트워크(11)상으로의 전화 트랜스포트를 위하여 호출 처리 및 채널 할당을 관리하고 TR-303 서비스, 당업자에게 잘 알려진 집중 서비스를 제공하기 위해 동적 타임 슬롯 할당이 이용되는 모드에서 HFC 분산망(11)상으로의 트래픽 통계를 유지한다. 게다가, 제어기(84)는 CXMU가 데이터를 전송하는 6MHz 대역에서의 채널들에 대한 에러 통계를 유지하고, 모든 ISU 동작 채널 통신에 대한 소프트웨어 프로토콜을 제공하며 대응하는 MCC 모듈(82)에 대한 제어를 제공한다.

데이터 무결성 회로(92)는 업스트림 변환 회로(90)에 의한 각 업스트림 채널의 10번째 비트 평가의 출력을 처리한다. 본 시스템에서, 패리티는 호출이 진행중에 있는 준비된 채널상에서 유효하도록 보장하는 것이다. 초기화되고 작동된 ISU 송신기들은 ISU가 마이를 상태에 있을 때 전원 차단되기 때문에, CXMU에 의해 수행되는 패리티 평가는 항상 유효한 것은 아니다. 검출된 패리티 에러는 업스트림 채널에서의 전송 에러나 또는 업스트림 채널에 대응하는 다운스트림 채널에서의 전송 에러를 나타낸다.

CXMC(80)의 ISU 동작 채널(IOC) 송수신기(96)는 제어기 및 로직(84)로부터의 메시지 또는 제어 데이터를 보유하기 위한 전송 버퍼를 포함하며, 길이가 전체 8비트로 일정한 이들 IOC 채널 메시지를 64kbps 채널로 로드하여 HFC 분산망(11)상으로 전송을 위해 MCC 모듈(82)로 제공한다. 업스트림 방향에서는, IOC 송수신기는 이러한 메시지를 제어기 및 로직(84)에 제공하는 MCC 모듈(82)을 거쳐 64kbps 채널을 수신한다.

타이밍 발생기 회로(94)는 HDT(12)의 활성 및 보호 CTSU(54) 양자로부터 여분의 시스템 클럭 입력을 수신한다. 이러한 클럭은 HFC 분산망의 모든 동축 레그상의 일주 지연을 동기화시키기 위해 CTSU(54)에 의해

발생되는 2kHz HFC 다중 프레임 신호를 포함한다. 이 신호는 ISU 동작 채널상에서의 다중 프레임 정렬을 나타내며 전송 시스템에 대한 심볼 타이밍과 데이터 재구성을 동기화시키는데 사용된다. 8kHz 프레임 신호는 CTSU(54)로부터 CXMU(56)으로의 2.56MHz 32 채널 신호의 첫 번째 편 비트를 나타내기 위해 제공된다. 2.048MHz 클럭은 CTSU(54)에 의해 발생되어 SCNU(58)와 CXMU(56)으로 간다. CXMU(56)은 ISU 동작 채널 및 CXMC(80)과 MCC 모델(82) 사이의 모델 통신을 위해 이 클럭을 사용한다. 2.56MHz 비트 클럭은 DSU(48)와 CTSU(54) 및 CTSU(54)와 CXMC(56) 사이의 데이터 신호의 전송을 위해 사용된다. 20.48 MHz 비트 클럭은 CXMC와 MCC 사이의 10비트 데이터 채널의 전송을 위해 이용된다.

마스터 동축 카드(MCC) 모델

CXMU(56)의 마스터 동축 카드(MCC) 모델(82)는 한쪽 측에서는 CXMC(80)과 인터페이스하고 다른 측에서는 HFC 분산망(11)상으로의 전송 및 그로부터의 수신을 위해 전화 송신기(14) 및 수신기(16)와 인터페이스한다. MCC 모델(82)는 전화 데이터 및 제어 데이터의 OFDM 전송을 위한 모델 기능을 구현한다. 도 3의 블록선도는 업스트림 및 다운스트림 통신 양자를 위한 MCC 모델(82)의 관련 상호 접속을 나타낸 것이다. MCC 모델(82)는 HDT(12)에서 독립적인 모듈은 아니며, 이는 CXMU(56)의 CXMC(80)을 통하는 것 이외는 HDT(12)의 어떤 인터페이스도 없기 때문이다. MCC 모델(82)는 HDT(12)의 전송 시스템 로직을 나타낸다. 이와 같이, HFC 분산망(11)상으로의 정보 전송과 관련한 모든 요건들을 구현하는 책임을 진다. HDT(12)의 CXMU(56)의 각 MCC 모델(82)는 전화 데이터 및 제어 데이터 전송을 위해 다운스트림 스펙트럼에서 6MHz의 최대 대역폭을 할당받는다. 6MHz 대역의 정확한 위치는 CXMC(80)과 MCC 모델(82)사이의 IOC 송수신기(96)를 통한 통신 인터페이스상으로 CXMC(80)에 의해 예기가능하다. 전화 및 제어 데이터의 다운스트림 전송은 약 725 내지 800MHz의 RF 스펙트럼에서 이다.

각 MCC 모델(82)는 약 5 내지 40 MHz의 RF 스펙트럼내에서 ISU로부터 제어 데이터 및 전화 데이터의 수신을 위한 업스트림 스펙트럼에서 최대 6MHz를 할당받는다. 다시, 6MHz 대역의 정확한 위치가 CXMC(80)과 MCC 모델(82) 사이의 통신 인터페이스상으로 CXMC(80)에 의해 예기될 수 있다.

MCC 모델(82)는 이상에서 설명한 바와 같이 20.48MHz 신호의 형태로 CXMC(80)으로부터 256 DS0+ 채널을 수신한다. MCC 모델(82)는 여기에서 이미 설명한 OFDM에 근거하여 다중 반송파 변조 기술을 사용하여 모든 ISU(100)에 이 정보를 전송한다. MCC 모델(82)는 또한 HFC 분산망을 거쳐 업스트림 전송에서 256 DS0+ 다중 반송파 채널을 복원하여 이 정보를 CXMC(80)으로 전달되는 20.48Mbps 스트림으로 변환한다. 이미 설명한 바와 같이, 다중 반송파 변조 기술은 직교 진폭 변조(quadrature amplitude modulation) 등에 의해 전화 및 제어 데이터를 심볼로 인코딩하여 적고 다중 반송파의 세트상으로 전화 및 제어 데이터를 변조하기 위해 고속 역 푸리에 변환 기술을 수행하는 것을 포함한다.

심볼 정렬은 MCC 모델(82)와 ISU(100)내의 ISU 모델(101)에 의해 구현되는 다중 반송파 변조 기술에 대한 필요 요건이다. 전송의 다운스트림 방향에서, ISU(100)에서의 모든 정보는 단일 CXMU(56)에 의해 발생되며, 각 다중 반송파상으로 변조된 심볼들은 자동적으로 위상 정렬된다. 그러나, MCC 모델(82)의 수신기에서의 업스트림 심볼 정렬은 HFC 분산망(11)의 다중 지점 대 지점 특성과 ISU(100)의 지연 경로의 불균일로 인해 변한다. MCC 모델(82)에서의 수신기 효율을 극대화하기 위해, 모든 업스트림 심볼들은 좁은 위상 여유내에서 정렬되어야만 한다. 이것은 서로 다른 ISU(100)으로부터 업스트림 수신된 모든 채널의 심볼 주기가 그들이 HDT(12)에 도달할 시점에 정렬되도록 각 ISU(100)에서의 조정가능한 지연 파라메타를 이용함으로써 행해진다. 이것은 업스트림 동기화 프로세스의 일부이며 이하에 상세히 설명한다. 게다가, 다중 반송파들의 직교성을 유지하기 위해, ISU(100)에 의한 업스트림 전송을 위해 사용되는 반송파 주파수는 HDT(12)에 로크된 주파수이어야만 한다.

CXMC(80)으로부터 MCC 모델(82)에 도달하는 다운스트림 정보는 MCC 모델(82)에 제공되는 2kHz와 8kHz 클럭들 프레임 정렬된다. 2kHz 다중 프레임 신호는 이하에 보다 상세히 설명하는 바와 같이 ISU에 다운스트림 심볼 타이밍을 전달하기 위하여 MCC 모델(82)에 의해 사용된다. 이 다중 프레임 클럭은 채널 대응성을 전달하고 다중 반송파 프레임 구조를 가리키며 전화 데이터가 ISU(100)에서 정확하게 재조립될 수 있도록 한다. 2kHz는 10kHz(모델 심볼 레이트)와 8kHz(데이터 프레임 레이트) 사이의 최대 공통 인자를 나타낸다.

모든 ISU(100)은 ISU(100)이 필요로 하는 모든 다운스트림 타이밍을 복원하기 위해 관련된 MCC 모델(82)에 의해 삽입된 동기화 정보를 사용하게 된다. 이 동기화는 HDT(12)에서 수신된 모든 ISU(100) 전송이 동일한 기준에 동기화하도록 ISU(100)이 다운스트림 정보를 복조하고 업스트림 전송을 변조할 수 있도록 해준다. 이와 같이, 모든 ISU(100) 업스트림 전송에 사용되는 반송파 주파수는 HDT(12)에 주파수 동기되게 된다.

심볼 정렬은 경로 지연 조정, 초기화 및 활성화를 제공하고 초기화 및 활성화가 여기에 상세히 설명하는 바와 같이 완료될 때까지 이러한 동기화 채널을 통해 예기되는 이외에 MCC 모델(82)의 책임하에 다운스트림 및 업스트림 6MHz 대역폭으로 동기화 채널을 통해 수행된다. 이들 파라메타는 IOC 채널을 사용하여 트래킹된다. 이 시스템에서의 그들의 중요성 때문에, IOC 채널 및 동기화 채널은 전화 데이터의 전송에 사용되는 것보다 더 견고하거나 또는 더 적은 차수(더 적은 비트/초/Hz 또는 비트/심볼)인 MCC 모델(82)와 ISU(100) 사이의 제어 데이터의 전송을 위해 서로 다른 변조 방식을 사용할 수도 있다. 예를 들면, 전화 데이터는 직교 진폭 변조를 사용하여 변조될 수 있는 반면, IOC 채널 및 동기화 채널은 BPSK 변조 기술을 사용하여 변조될 수도 있다.

MCC 모델(82)는 또한 ISU(100)에 의해 다중 반송파상으로 변조된 전화 및 제어 데이터를 복조한다. 이러한 복조는 전화 트랜스포트 시스템의 여러 가지 실시예들에 대해 이하에 자세히 설명된다.

MCC 모델(82)가 책임지고 있는 OFDM 전송 시스템에 관한 기능들은 여러 가지 실시예들에 대해 이하에 더욱 상세히 기술하는 적어도 이하의 것을 포함하고 있다. MCC 모델(82)는 동기화 채널내에서 ISU(100)으로부터의 동기화 펄스/패턴의 수신된 진폭/레벨을 검출하여 이 레벨의 표시를 그들간의 통신 인터페이스를 거쳐 CXMC(80)으로 보낸다. CXMC(80)은 그 다음에 그의 진폭 레벨의 조정을 위해 레벨이 정해지는 ISU(100)으로의 전송을 위해 MCC 모델(82)에 명령을 제공한다. MCC 모델(82)는 또한 동기화 채널상으로 변조된 업스트림 패턴을 공지된 심볼 경계에 대해 상환시키고 필요한 심볼 지연 보정을 그들간의 통신 인

터페이스를 거쳐 CXMC(80)으로 보냄으로써 모든 업스트림 다중 반송파의 심볼 정렬을 제공한다. CXMC(80)은 그 다음에 MCC 모델(82)를 거쳐 ISU(100)의 심볼 지연을 조정하기 위해 ISU(100)에 메시지를 다운스트림 전송한다.

마찬가지로, 전체 경로 지연 조정을 위해 ISU(100)을 동기화시키는 것에 대해서, MCC 모델(82)는 10C 채널상으로 ISU(100)에 의해 적당한 대역폭으로 변조된 업스트림 다중 프레임 패턴을 공지된 기준 경계에 대해 상환시키고 필요한 경로 지연 보정을 그들간의 모델 인터페이스를 거쳐 CXMC(80)으로 보낸다. CXMC(80)은 그 다음에 ISU(100)의 전체 경로 지연을 조정하기 위해 MCC 모델(82)를 거쳐 10C 채널상으로 메시지를 다운스트림 전송한다.

양방향 다중 지점 대 지점 전화 트랜스포트의 요약

이하의 내용은 HFC 분산망(11)을 거쳐 전화 및 제어 정보 데이터를 전송하는 것에 대해 요약한 것이다. HDT(12)의 각 CXMU(56)은 특정의 업스트림 및 다운스트림 동작 주파수에 대해서 준비된다. CXMU(56)에 의한 업스트림 및 다운스트림 전송 양자의 대역폭은 최대 6MHz이며, 약 725-800MHz의 RF 스펙트럼의 6MHz 대역으로 다운스트림 전송된다.

다운스트림 방향에서는, CXMU(56)의 각 MCC 모델(82)은 그의 예비의 6MHz 대역폭으로 동축 라인(22)를 거쳐 다운스트림 전화 송신기(14)로 전기적 전화 및 제어 데이터 신호를 제공한다. HDT(12)의 MCC 모델(82)로부터의 RF 전기적 전화 및 제어 데이터 신호들은 복합 신호로 결합된다. 다운스트림 전화 송신기는 그 다음에 보호된 한쌍의 다운스트림 광 피더 라인(24)상으로 변조하기 위해 결합된 전기적 신호를 여분의 전기-광 변환기로 보낸다.

다운스트림 광 피더 라인(24)은 전화 정보 및 제어 데이터를 ODN(18)로 전달한다. ODN(18)에서는, 광 신호는 다시 전기로 변환되어 (비디오 헤드 엔드 피더 라인(42)로부터의) 다운스트림 비디오 정보와 결합되어 전기적 다운스트림 RF 출력 신호로 된다. 전화 정보와 제어 데이터를 포함하는 전기적 RF 출력 신호는 ODN(18)에 의해 4개의 동축 분산 레그(30)으로 퍼진다. 모든 전화 정보와 제어 데이터 다운스트림은 각 동축 레그(30)상으로 방송되고 HFC 분산망(11)의 동축 부분을 거쳐 전달된다. 전기적 다운스트림 출력 RF 신호는 동축으로부터 태핑되어 도 6에 도시한 이중 필터(104)를 통해 ISU(100)의 수신기 모델(101) 상에서 중단된다.

RF 전기적 출력 신호는 직교 주파수 분할 멀티플렉싱 기술을 사용하여 MCC 모델(82)에 의해 직교 다중 반송파상으로 변조된 전화 정보 및 제어 데이터를 포함하고 있다. 전화 정보 및 제어 데이터는 심볼 데이터로 매핑되고 심볼들은 고속 푸리에 변환 기술을 사용하여 복수의 직교 반송파들상으로 변조된다. 심볼들이 시스템(11)내의 다수의 점들로 전송되도록 단일 점에서 반송파들상으로 모두 변조되며, 직교 다중 반송파들상으로 변조된 심볼들의 다중 반송파들과 심볼 정렬의 직교성은 HFC 분산망(11)을 거쳐 전송하기 위해 자동적으로 정렬되고 전화 정보 및 제어 데이터는 모델(101)에 의해 ISU(100)에서 복조된다.

ISU(100)은 HFC 네트워크(11)의 동축 부분의 동축으로부터 태핑된 RF 신호를 수신한다. ISU(100)의 RF 모델(101)은 이 신호를 복조하여 추출된 전화 정보와 제어 데이터를 적절한 채널 유닛(103)으로 제공하기 위해 CXSU 제어기(102)로 보낸다. ISU(100)은 전화 정보가 가입자 또는 고객이 사용하도록 변환되는 인터페이스를 나타낸다.

HDT(12)의 CXMU(56)과 ISU(100)은 통신 시스템(10)의 양방향 다중 지점 대 지점 전화 트랜스포트 시스템을 구현한다. CXMU(56)과 ISU(100)은 따라서 모델 기능을 수행한다. 본 발명에 따른 전송 시스템은 전송 시스템에 대한 모델 기능을 구현하기 위해 3개의 서로 다른 모델을 이용할 수도 있다. 첫 번째 모델은 HDT(12)의 각 CXMU(56)에 위치하는 MCC 모델(82)이다. 예를 들면, HDT(12)는 3개의 활성 MCC 모델(82)(도 3)을 포함하며 많은 ISU(100)을 지원할 수 있고 다중 지점 대 지점 전송 네트워크를 나타낸다. MCC 모델(82)은 HDT(12)에 의해 ISU(100)을 제어하기 위해 제어 데이터 전송 뿐만 아니라 전화 정보 전송도 조정한다. 예를 들면, 제어 데이터는 호출 처리 메시지, 동적 할당 및 할당 메시지, ISU 동기화 제어 메시지, ISU 모델 제어 메시지, 채널 유닛 준비 및 다른 ISU 동작, 관리, 유지 및 준비(OAMP) 정보를 포함할 수도 있다.

두 번째 모델은 단독 거주지 유닛을 지원하기 위해 최적화된 단독 가정 가입자 또는 HISU 모델이다. 따라서, 가격이 낮고 전력 소모가 낮아야 한다. 세 번째 모델은 일반적으로 거주지 및 업무 서비스 양자를 지원하기 위해 필요한 다중 가입자 또는 MHSU 모델이다.

HISU 모델 및 MHSU 모델은 몇가지 형태를 취할 수 있다. 예를 들면, HISU 모델과 MHSU 모델은 본 발명의 여러 가지 실시예들에 대해서 이하에 보다 상세히 설명하는 바와 같이 HDT(12)로부터 전송된 다중 반송파의 단지 작은 부분만 또는 HDT(12)로부터 전송된 다중 반송파의 더 많은 부분을 추출한다. 예를 들면, HISU는 HDT(12)로부터 전송된 전화 정보의 20 다중 반송파 또는 10 페이로드 채널을 추출할 수 있으며, MHSU는 HDT(12)로부터 전송된 260 다중 반송파 또는 130 페이로드 채널을 추출할 수 있다. 이들 모델 각각은 HDT(12)에 의해 전송된 신호로부터 제어 데이터를 추출하기 위해 별도의 수신기 부분을 사용하고, HDT(12)로부터 전송된 다중 반송파상으로 변조된 전화 정보를 추출하기 위해 HISU 모델의 추가적인 수신기 부분을 사용할 수 있다. 이러한 것을 이후부터는 대역외 ISU 모델(an out of band ISU model)이라고 한다. 대역외 ISU 모델과 함께 사용하기 위한 MCC 모델(82)은 직교 반송파 파형내에서 또는 이러한 직교 반송파로부터 약간 오프셋된 반송파 상으로 제어 정보를 변조할 수 있다. 대역외 ISU 모델과는 달리, HISU 및 MHSU 모델은 ISU 모델에 대해 단일 수신기를 이용하여 모델의 단일 수신기를 이용하는 전화 정보와 제어 데이터 모두를 추출할 수 있다. 이러한 것을 이후부터는 대역내 ISU 모델(in-band ISU model)이라고 한다. 이러한 경우에, 제어 데이터는 직교 반송파 파형내의 반송파상으로 변조되지만, 서로 다른 반송파 변조 기술을 이용할 수 있다. 예를 들면, 제어 데이터는 256 QAM을 이용하여 반송파상으로 변조될 수 있고 업스트림 전화 데이터는 32 QAM을 이용하여 반송파상으로 변조될 수 있다. 전송을 위해 어떤 변조 기술을 이용하느냐는 전송 시스템의 수신단에서 어떤 복조 방식을 사용하느냐에 달려 있다. HDT(12)에 의

해 전송된 다운스트림 전화 정보 및 제어 정보의 특성은 서로 다른 모뎀 실시예의 블록선도에 관해서 이하에 보다 상세히 설명된다.

업스트림 방향에서는, ISU(100)에서 각 ISU 모뎀(101)은 약 5 내지 40MHz 의 RF 스펙트럼에서 6MHz 대역폭으로 적어도 하나의 적고 다중 반송파상으로 업스트림 전송하며, 업스트림 6MHz 대역은 전송이 수신되는 다운스트림 6MHz에 대응한다. 업스트림 전기적 전화 및 제어 데이터 신호는 개별적인 동축 케이블 라인(30)을 거쳐 도 1에 도시한 각각 접속된 광 분산 노드(18)로 ISU 모뎀(101)에 의해 전송된다. CDN(18)에서는, 여러 가지 ISU로부터의 업스트림 신호는 결합되어 광 피더 라인(26)을 거쳐 HDT(12)로 광학적으로 전송된다. 이미 언급한 바와 같이, 여러가지 ISU로부터의 업스트림 전기적 신호는 부분적으로는 복합적인 업스트림 광 신호로 결합되기 이전에 주파수 천이될 수 있다. 이러한 경우에, 전화 수신기(16)은 대응하는 하향 천이 회로를 포함하게 된다.

다수의 ISU(100)으로부터 단일의 HDT(12)로의 HFC 분산망(11)을 통한 전송의 다중 지점 대 지점 특징으로 인해, 적고 주파수 분할 멀티플렉싱 기술을 이용하기 위하여는 ISU(100)에 의해 각 반송파상으로 변조된 신호들은 어떤 위상 여유내에서 정렬되어야만 한다. 게다가, 이하에 보다 상세히 설명하는 바와 같이, 통신 시스템(10)에서 HDT(12)의 네트워크 인터페이스(62)로부터 모든 ISU(100)으로 또한 거꾸로 ISU(100)으로부터 네트워크 인터페이스(62)로의 일주 경로 지연은 같아야 한다. 이는 시그널링 다중 프레이밍 무결성이 시스템 전체에 걸쳐 유지되기 위해 필요한 것이다. 게다가, ISU(100)에 대해서 어떤 제어 기능도 수행하도록 적절한 진폭의 신호가 HDT(12)에서 수신되어야만 한다. 마찬가지로, ISU(100)으로부터의 OFDM 전송에 대해서, ISU(100)은 HFC 분산망(11)을 거쳐 전송된 다중 반송파가 적고로 정렬되도록 HDT(12)에 주파수 동기화되어야만 한다. 전송 시스템은 이하에 보다 상세히 설명하는 적고 주파수 분할 멀티플렉싱을 이용하여 다중 지점 대 지점 전송을 구현하기 위한 분산 루프 기술을 구현한다. HDT(12)가 적고로 정렬되고 정렬된 신호와 함께 전화 및 제어 데이터가 그 상으로 변조된 복수의 다중 반송파를 수신할 때, CXMU(56)의 MCC 모뎀(82)은 그들의 대응하는 6MHz 대역폭에서 복수의 다중 반송파로부터 전화 정보와 제어 데이터를 복조하여 이러한 전화 데이터를 네트워크 인터페이스(62)로 전달하기 위해 CTSU(54)에 제공하고 전화 트랜스포트의 제어를 위해 제어 데이터를 CXMC(80)에 제공한다.

당업자라면 알 수 있는 바와 같이, 스펙트럼 할당, 주파수 할당, 데이터 레이트, 채널 수, 제공된 서비스 타입 및 설계의 선택될 수도 있는 시스템의 다른 파라메타 또는 특성들은 일례로서만 취한 것이다. 첨부된 특허 청구의 범위내 본 발명은 이러한 설계 선택을 감안한 것이며, 따라서 이들은 이러한 특허 청구의 범위내에 있는 것이다. 게다가, 많은 기능들이 소프트웨어 또는 하드웨어로 구현될 수 있으며, 어느 구현이든지 특허 청구의 범위의 범위에 따라 고려될 것이다.

전화 트랜스포트 시스템의 제1 실시예

본 발명에 따른 전화 트랜스포트 시스템의 제1 실시예는 일반적으로 도 6에서 ISU 모뎀(101)로서 도시된 MCC 모뎀(82), HISU 모뎀 및 MISU 모뎀의 블록선도를 포함하는 도 9 내지 도 23을 참조하여 설명한다. 이러한 모뎀들은 업스트림 및 다운스트림 모뎀 전송 기능을 구현한다. 이하의 설명은 이러한 모뎀을 이용하는 동작의 이론에 관한 설명이다.

도 9A를 참조하면, OFDM 기술을 이용하여 전화 정보 및 제어 데이터의 업스트림 및 다운스트림 전송을 위한 하나의 6MHz 대역에 대한 스펙트럼 할당이 도시되어 있다. 파형은 양호하게는 19.2Mbps의 순 데이터 레이트를 수용하기 위한 480 반송파 또는 톤을 포함하는 240 페이로드 채널 또는 OSO+ 채널, 46 반송파 또는 톤을 포함하는 24 IOC 채널 및 2개의 동기화 채널을 갖는다. 각 동기화 채널은 2개의 반송파 또는 톤을 포함하며 각각은 24 IOC 채널 및 240 페이로드 채널로부터 보호 톤(guard tone)으로 이용되는 10개의 미사용 반송파 또는 톤만큼 오프셋되어 있다. 전체 반송파 또는 톤은 552이다. 이하에 보다 상세히 기술되는 동기화 기능을 위해 이용되는 동기화 톤은 6MHz 스펙트럼의 양단에 위치하며, 6MHz 대역에서의 복수의 적고 반송파들은 6MHz 스펙트럼의 양단에서 보호 대역(516.0kHz)만큼 인접한 6MHz 대역들의 반송파들로부터 떨어져 있다. 보호 대역은 시스템의 송신기 및 수신기에서 필터 선택성이 가능하도록 6MHz 대역의 양단에 제공되어 있다. 동기화 반송파들은 초기화 및 활성화 동안에 동기화를 위해 이용되는 동기화 반송파가 6MHz 대역내의 다른 톤 또는 반송파들과 적고하지 않는 경우에 동기화 신호가 적고 정렬된 파형의 구조를 파괴하는 것을 방지하기 위해 전화 데이터 또는 페이로드 반송파로부터 오프셋되어 있다. 동기화 톤은 따라서 대역 및 분산된 IOC 채널의 페이로드 반송파의 주요부(main body)밖에 있게 되지만, 동기화 채널이 특수한 IOC 채널로 간주될 수 있다.

ISU의 전력 요구를 최소화하기 위해, ISU가 처리하는 대역폭의 양이 최소화된다. 따라서, 6MHz 대역의 전화 페이로드 채널 및 IOC 채널은 전화 페이로드 채널내에 분산되며 IOC 채널은 매 10개의 페이로드 채널마다 위치하게 된다. 10보다 더 큰 페이로드 채널의 서브대역이 IOC 채널을 포함하고 있는 이러한 분산 기술에 있어서, ISU가 보게 되는 대역폭의 양은 IOC 채널이 ISU(100)과 통신하기 위해 HDT(12)가 이용할 수 있도록 한정될 수 있다. 도 9A에 도시된 스펙트럼 할당을 위한 이러한 서브대역 분포가 도 9D에 도시되어 있다. 6MHz 대역에는 24개의 서브대역이 있으며, 각 서브대역은 5번째와 6번째 페이로드 채널 사이의 IOC 채널과 함께 10개의 페이로드 채널을 포함하고 있다. IOC 채널들은 6MHz 대역에 걸쳐 분포시키는 잇점은 협대역 침입으로부터의 보호이다. 침입이 IOC 채널을 파괴하면, 다른 IOC 채널을 이용할 수 있게 되며 HDT(12)는 ISU(100)을 오염되지 않은 IOC 채널은 위치하는 6MHz 대역의 다른 부분에 재조정시킬 수 있다.

양호하게는, MISU(66)은 130개까지의 페이로드 채널을 수신하기 위해 6MHz 대역폭 중 약 3MHz를 보게 되며 이 대역폭도 또한 HDT(12)로부터 MISU(66)으로의 통신을 위해 수많은 IOC 채널들을 포함하고 있다. HISU(68)은 HDT(12)와의 통신을 위해 적어도 하나의 IOC 채널을 포함하는 11개의 채널을 수신하기 위해 6MHz 대역폭 중 약 100kHz를 보게 된다.

다운스트림과 업스트림 경로간의 주된 차이점은 다운스트림 동기화 및 업스트림 동기화의 지원이다. 다운스트림 방향에서, 모든 ISU는 HDT로부터의 정보에 로크된다(지점대 다중 지점). ISU의 초기화 및 활성화는 업스트림 동기화 채널로 공급되는 신호에 근거하고 있다. 동작 중에, ISU는 IOC 채널을 통해 동기화를 추적한다. 업스트림에서는, 업스트림 동기화 프로세스는 진폭, 주파수 및 타이밍의 분산 제어(다

중 지점대 지점)을 포함하지만, 이하에 보다 상세히 기술하는 다운스트림 동기화 채널만을 이용하는 주파수 제어도 또한 제공될 수 있다. 업스트림 동기화의 프로세스는 2개의 업스트림 동기화 채널, 1차 또는 2차 동기화 채널 중 하나에서 일어난다.

도 10을 참조하면, MCC 모델(82)의 다운스트림 전송 구조가 도시되어 있다. 각각이 거의 10Mbps인 2개의 직렬 데이터 입력은 8kHz 프레임 클럭 입력에 의해 클럭킹되는 CXMC(56)으로부터의 페이로드 데이터로 이루어져 있다. CXMC(56)으로부터 입력된 10C 제어 데이터는 양호하게는 2.0kHz 클럭인 10C 클럭 입력에 의해 클럭킹된다. 전화 페이로드 데이터 및 10C 제어 데이터는 직렬 포트(132)를 통해 입력되며, 이 데이터는 HFC 분산망(11)을 통해 전송되도록 파형이 무작위성을 제공하기 위해 스크램블러(134)에 의해 당업자에게 공지된 바와 같이 스크램블된다. 스크램블링이 없으면, 파형에 아주 높은 피크가 발생할 수도 있으나, 파형이 스크램블되면 MCC 모델(82)에 의해 발생된 심볼들은 충분히 편평하여 이러한 피크가 충분히 제한된다.

스크램블된 신호는 심볼 매핑 기능부(136)에 인가된다. 심볼 매핑 기능부(136)는 입력 비트를 취하여 이들을 복합적인 성형 포인트(complex constellation point)로 매핑한다. 예를 들면, 입력 비트가 8PSK 신호의 출력에 의해 심볼로 매핑되는 경우, 모든 비트는 도 9C의 8PSK에 대한 매핑 다이어그램에서와 같이 성형내의 단일 심볼로 매핑된다. 이러한 매핑의 결과 데이터에 대한 동상 및 직각 위상 값(1/Q 값)이 나온다. BPSK는 양호하게는 업스트림 및 다운스트림 10C 채널 및 동기화 채널에 대해 사용되는 변조 기술이다. BPSK 인코딩은 이미 언급한 바와 같이 시스템에 견고성을 제공하도록 10C 제어 데이터에 대해서 수행된다. QPSK 변조의 경우, 매 두 번째 비트는 성형 포인트를 나타내는 4개의 복소값 중 하나로 매핑된다. 양호한 실시예에서, 전화 페이로드 데이터에 대해 32 QAM이 이용되며, 여기서 페이로드 데이터의 매 5번째 데이터는 도 9B에 도시한 바와 같이 32개 성형 포인트 중 하나에 매핑된다. 이러한 매핑의 결과 또한 1/Q 값이 나온다. 이와 같이, 하나의 DS0+ 신호(10 비트)는 2개의 심볼로 표현되며, 2개의 심볼은 2개의 반송파를 사용하여 전송된다. 이와 같이, 하나의 DS0+ 채널은 6MHz 스펙트럼의 2개의 반송파 또는 톤을 거쳐 전송된다.

당업자라면 여러 가지 매핑 또는 인코딩 기술들이 서로 다른 반송파와 함께 이용될 수 있음을 잘 알 것이다. 예를 들면, ISDN을 전달하는 전화 채널은 32 QAM을 사용하여 인코딩되는 POTS 데이터를 전달하는 전화 채널과는 반대로 QPSK를 사용하여 인코딩될 수 있다. 따라서, 서로 다른 서비스를 전달하는 서로 다른 전화 채널들은 이러한 품질을 요구하는 서비스에 대해서 보다 견고한 전화 채널을 제공하기 위해 서로 달리 변조될 수도 있다. 본 발명에 따른 구조는 서로 다른 채널에 대해 사용되는 변조 기술로부터 임의의 채널을 서로 달리 인코딩 및 변조하기 위한 유연성을 제공한다.

1/Q 값으로 표현되는 각 심볼은 심볼 버퍼(138)의 고속 푸리에 변환(FFT) 빈(bin)으로 매핑된다. 예를 들면, 8kHz 프레임 레이트로 진행되는 DS0+의 경우, 5 비트는 한 FFT 빈으로 매핑되고 5 비트는 다른 빈으로 매핑된다. 심볼 버퍼(138)의 각각의 빈 또는 메모리 위치는 주파수 영역에서 페이로드 데이터 및 제어 데이터를 1/Q 값으로 나타낸다. 한 세트의 FFT 빈은 당업자에게 잘 알려진 바와 같이 역 FFT(140)를 통해 시간 영역으로 매핑된다. 역 FFT(140)는 복소 1/Q 값을 FFT에서 포인트의 수에 대응하는 시간 영역 샘플들로 매핑한다. 페이로드 데이터 및 10C 제어 양자는 버퍼(138)로 매핑되고 역 FFT(140)에 의해 시간 영역 샘플들로 변환된다. FFT(140)에서 포인트의 수는 변할 수 있지만, 양호한 실시예에서 포인트의 수는 256이다. 256 포인트 FFT의 경우 역 FFT(140)의 출력은 그 파형의 256 시간 영역 샘플이다.

역 FFT(140)은 동위상 및 직각 위상(1/Q) 성분, FFT1 및 FFT0에 대한 별도의 직렬 출력을 갖는다. 디지털-아날로그 변환기(142)는 기저대역 변조 신호의 숫자 표현인 동위상 및 직각 위상 성분을 취하여 이를 이산 파형으로 변환한다. 이 신호는 그 다음에 고주파 성분을 제거하기 위해 재구성 필터(144)를 통과한다. 이 재구성은 다중 믹싱 방식으로부터 발생하는 문제점 및 다른 필터링 문제점들을 회피하기 위해 필요하다. 이 신호는 적응가능한 전송 주파수로 믹싱하기 위해 동위상 및 직각 위상 성분들과 디지털적으로 동조가능한 합성 파형을 이용하여 1/Q 성분을 업컨버트(up-convert)하기 위하여 변환 승신기(146)에서 합성된다. 예를 들면, 합성기가 600MHz에 있는 경우, 출력 주파수는 600MHz에 있다. 성분들이 신호 변환 승신기(146)에 의해 합성되고 복수의 직교 반송파들을 포함하는 파형은 승신기 증폭기(148)에 의해 증폭되고 전화 승신기(14)에 의해 광섬유로 결합되기 이전에 승신기 필터(150)에 의해 필터링된다. 이러한 기능들은 범용 프로세서(149) 및 이러한 변조를 수행하는데 필요한 블록(147)의 다른 처리 회로의 제어하에서 수행된다. 범용 프로세서는 또한 이하에 상세히 기술하는 바와 같이 분산 루프 심볼 정렬, 주파수 동기, 진폭 조정, 및 경로 지연 기능을 수행하기 위해 반송파, 진폭, 타이밍 복원 블록(222)(도 15)로부터의 ISU 조정 파라미터를 수신한다.

다운스트림 수신단에서는, MISU나 HISU가 6MHz 대역폭들 중 하나로의 다운스트림 전송으로부터 전화 정보 및 제어 데이터를 추출하는 것을 제공한다. MISU(66)에 대해서는, MISU 다운스트림 수신기 구조가 도 11에 도시되어 있다. 그것은 수신된 600 내지 850 MHz 전체 대역 방송 다운스트림의 주파수 대역을 감소시키기 위해 100MHz 대역 통과 필터(152)를 포함하고 있다. 필터링된 신호는 그 다음에 대역외 간섭을 제거하고 대역폭을 추가적으로 감소시키기 위해 전압 튜닝 필터(voltage tuned filter)(154)를 통과한다. 이 신호는 직각 위상 및 동위상 다운 컨버터(158)를 통해 기저 대역으로 다운 컨버트되며, 여기서 이 신호는 직렬 포트(178)의 출력으로부터 제어되는 합성기(157)를 이용하여 복소 믹서(156)에서 믹싱된다. 다운 컨버트된 1/Q 성분들은 필터(159)를 통과하며 아날로그-디지털 변환기(160)에서 디지털 포맷으로 변환된다. 1/Q 성분의 시간 영역 샘플들은 샘플 버퍼(162)에 놓여지며 한 세트의 샘플들이 다운 컨버터 보상 유닛(164)로 입력된다. 보상 유닛(164)는 다운 변환(down conversion)시에 일어나는 믹서로부터의 DC 오프셋 및 차동 위상 지연 등의 에러를 감감시키려고 한다.

반송파, 진폭 및 타이밍 시그널링은 도 22A를 참조하여 이하에 상세히 설명하는 바와 같이 트래킹 동안에 ISU와 10C 채널들의 초기화 및 활성화 동안 동기화 채널로부터 제어 데이터를 추출함으로써 반송파, 진폭 및 타이밍 복원 블록(166)에 의해 보상된 신호로부터 추출된다. 병렬 형태의 보상된 신호는 고속 푸리에 변환(FFT)(170)으로 제공되며 MISU가 보게되는 DS0+ 채널에 대한 MCC 모델(82)에서 최초로 업스트림 생성된 1/Q 성분들을 갖는 본질적으로 복소 성형 포인트인 주파수 영역 요소들의 벡터로 변환된다. 채널 필터링에서의 부정확성으로 인해, 이퀄라이저(172)는 전송 및 수신 동안에 일어나는 동적 에러를 제거한다.

업스트림 수신기 및 다운스트림 수신기 구조에 있어서의 평활화는 도 23을 참조하여 이하에 더 자세히 설명된다. 이퀄라이저(172)로부터 복소 성형 포인트는 심볼-비트 변환기(174)에 의해 비트로 변환되고 스크램블러(134)의 미러 요소(mirror element)인 디스크램블러(176)에서 디스크램블되고, 페이로드 전하 정보 및 10C 제어 데이터는 직렬 포트(178)에 의해 도 6에 도시된 바와 같이 CXSU(102)로 출력된다. 블록(153)은 동 도면에 도시된 바와 같이 여러 가지 기능들을 수행하기 위한 처리 능력들을 포함하고 있다.

도 12를 참조하면, HISU(68) 다운스트림 수신기 구조가 도시되어 있다. HISU 다운스트림 수신기 구조(도 12)와 HISU 업스트림 수신기 구조(도 11)간의 주된 차이점은 처리되는 대역폭의 양이다. FFT 처리까지의 수신기의 전단부는 다른 변환 동작을 제외하고는 실질적으로 동일하며, 아날로그-디지털 변환기(160)은 더 느린 레이트로 동작될 수 있다. 예를 들어, 처리되는 신호의 대역폭이 100kHz인 경우, 샘플 레이트는 약 200kHz일 수 있다. 3MHz 신호를 처리하는 HISU에 있어서, 샘플 레이트는 약 6MHz이다. HISU는 최대 10 DS0+를 수신하는 것으로 제한되어 있기 때문에, FFT(180)은 더 작은 사이즈로 될 수 있다. 32 포인트 FFT(180)은 양호하게는 HISU에서 사용되며 HISU에서 이용되는 128 또는 256 포인트 FFT에 비해 더욱 효율적으로 구현될 수 있다. 따라서 이들 구조간의 주된 차이점은 HISU 수신기 구조는 HISU 수신기보다 실질적으로 더 적은 신호 처리 능력들을 필요로 하며 따라서 더 적은 전력 소모를 갖는다는 점이다. 이와 같이, 원격지 유닛에서의 전력 소모가 최소화되는 시스템을 제공하기 위하여, HISU가 보는 주파수의 더 적은 대역이 이러한 낮은 소모를 가능하게 한다. HISU가 이러한 작은 반송파 대역을 볼 수 있게 되는 이유는 10C 채널이 6MHz 스펙트럼에 걸쳐 분산되어 있기 때문이다.

도 13을 참조하면, HISU(68)에 대한 업스트림 전송 구조가 도시되어 있다. CXSU(102)(도 6)으로부터의 10C 제어 데이터 및 전하 페이로드 데이터는 HISU 또는 HDT 전송 구조에서보다 훨씬 더 느린 레이트로 HISU에서 직렬 포트(182)로 제공되는데, 그 이유는 HISU는 단지 10 DS0+ 채널을 지원하기 때문이다. HISU 업스트림 전송 구조는 3개의 중요한 동작을 구현한다. 전송된 신호의 진폭, 전송된 신호의 타이밍 지연(심볼 및 경로 지연 모두), 및 전송된 신호의 반송파 주파수를 조정한다. 전하 데이터 및 10C 제어 데이터는 HISU 다운스트림 수신기 구조의 클럭 발생기(173)에 의해 발생된 클럭킹 신호의 제어하에서 직렬 포트(182)를 통해 들어가서 MCC 다운스트림 전송 구조에 대해 상기한 이유로 스크램블러(184)에 의해 스크램블된다. 도달되는 비트는 비트-심볼 변환기(186)에 의해 주파수 영역내의 1/Q 성분을 포함하여 심볼 또는 복소 성형 포인트로 매핑된다. 성형 포인트는 그 다음에 심볼 버퍼(188)에 놓이게 된다. 버퍼(188) 다음에는, 역 FFT(190)이 심볼에 가해져 시간 영역 샘플들을 생성한다; 32 샘플들은 32 포인트 FFT에 대응한다. 지연 버퍼(192)는 HDT(12)에 의해 제거되는 업스트림 동기화 프로세스의 기능으로서 MCC 모델 업스트림 수신기 구조에서 다중 프레임 정렬을 제공하기 위해 역 FFT(190)의 출력상에 놓이게 된다. 따라서, 지연 버퍼(192)는 역 FFT(190)의 출력의 동기상 및 직각 위상 성분의 디지털-아날로그 변환기(194)에 의한 디지털-아날로그 변환 이전에 경로 지연 조정을 제공한다. 클럭 지연부(196)는 스크램블되기 이전에 데이터의 직렬 스트림으로부터 제어 데이터를 추출함으로써 얻어진 10C 제어 데이터의 요청으로 심볼 정렬을 위한 미세 동조 조정을 제공한다. 디지털-아날로그 변환기(194)에 의한 아날로그 성분으로의 변환 이후에, 그로부터의 아날로그 성분들은 재구성 필터(198)에 의해 평탄한 아날로그 파형으로 재구성된다. 업스트림 신호는 그 다음에 합성기 블록(195)의 제어하에서 다이렉트 컨버터(direct converter)(197)에 의해 적절한 전송 주파수로 직접 업 컨버트된다. 합성기 블록(195)는 HISU 다운스트림 수신기 구조에서 추출되는 것과 같이 반송파 주파수 조정 명령을 그에 제공하는 10C 제어 채널로부터의 명령의 제어하에서 동작된다. 업 컨버트된 신호는 그 다음에 송신기 증폭기(200)에 의해 증폭되고, 송신기 필터(202)에 의해 필터링되며 업스트림 전송되어 다른 ISU(100)에 의해 전송된 다른 신호들과 결합된다. 블록(181)은 그의 기능들을 수행하기 위해 처리 회로를 포함하고 있다.

도 14를 참조하면, HISU(66)에 대한 업스트림 송신기 구조가 도시되어 있고, 이는 HISU(68)의 업스트림 송신기 구조와 실질상 동일하다. 그러나, HISU(66)은 더 많은 채널을 다루고 HISU(68)이 할 수 있는 것 처럼 단일 프로세서상에서 동작을 수행할 수 없다. 따라서, 이 구조를 지원하기 위해 역 FFT(191) 및 범용 프로세서(206)를 포함하는 블록(181)의 기능을 제공하는 블록(181)의 프로세서는 증가된 채널 용량을 처리하는데 필요하다.

도 15를 참조하면, HDT(12)에 있는 각 CXMU(56)의 MCC 업스트림 수신기 구조가 도시되어 있다. 5 내지 40MHz 대역 통과 필터(208)은 업스트림 신호를 필터링하고 이 업스트림 신호는 그 다음에 믹서 및 합성기 회로(211)에 의해 기저대역으로 다이렉트 다운 변환된다. 다운 변환의 출력은 그의 컨디셔닝을 위해 안티-앨리어스 필터(210)으로 인가되며, 출력 신호는 아날로그-디지털 변환기(212)에 의해 디지털 포맷으로 변환되어 협대역 침입 필터 및 FFT(112)에 이 신호의 동기상 및 직각 위상 성분의 시간 영역 샘플링을 제공한다. 이하에 기술하는 바와 같이 협대역 침입 필터 및 FFT(112)는 업스트림 전송에 영향을 줄 수도 있는 협대역 간섭에 대한 보호를 제공한다.

침입 필터 및 FFT(112)는 한번에 10개의 채널을 보호한다, 따라서 침입이 MCC 모델(82)에 의해 수신된 6MHz 스펙트럼에서 이용가능한 240 DS0+ 중 하나에 영향을 주는 경우, 최대 10개의 채널이 침입으로부터 파괴될 것이다. 침입 필터 및 FFT(112)는 통상의 필터 기술로서 당업자는 잘 아는 바와 같이 다상 구조를 포함한다. 당업자라면 다상 필터에 의해 보호되는 채널의 수가 변할 수 있다는 것도 잘 알 것이다. 침입 필터 및 FFT(112)의 출력은 기준 발진기 또는 합성기로부터의 노이즈로 인한 것 등 채널에서 일어나는 부정확성에 대한 보정을 제공하는 이퀄라이저(214)에 결합된다. 이퀄라이저(214)의 출력 심볼들은 심볼-비트 변환기(216)에 인가되어 그곳에서 심볼들은 비트로 매핑된다. 이 비트들은 ISU(100)의 스크램블러의 미러인 디스크램블러에 제공되고, 디스크램블러의 출력은 직렬 포트(220)에 제공된다. 직렬 포트의 출력은 2개의 페이로드 스트림으로 분해되어 하나의 10C 제어 데이터 스트림은 그대로 다운스트림 방향으로 MCC 다운스트림 송신기 구조에 제공된다. 블록(217)은 기능들을 수행하는데 필요한 처리 회로를 포함하고 있다.

다운스트림 정보를 검출하기 위하여, 도달하는 신호의 진폭, 주파수, 및 타이밍을 다운스트림 동기화 프로세스를 사용하여 획득하여야만 한다. 다운스트림 신호는 지점 대 다중 지점 노드 토폴로지로 구성되어 있기 때문에, OFDM 파형은 업스트림 신호와는 반대로 본질적으로 동기인 방식으로 단일 경로를 통해 도달한다. 파형 파라미터의 획득은 초기에는 6MHz 스펙트럼의 양단에 위치한 다운스트림 동기화 대역내의 다운스트림 동기화 채널에서 수행된다. 이들 동기화 대역은 2kHz 프레임 클럭으로 BPSK 변조된 단일의

동기화 반송파 또는 문을 포함한다. 이 문은 ISU에서 초기 진폭, 주파수, 및 타이밍을 추출하는데 사용된다. 동기화 반송파는 수신 대역의 중심에 위치할 수도 있으며 ICC의 특별한 경우로 생각될 수도 있다. 신호가 수신되고 수신기 구조가 전형적인 10C 채널에 동조된 이후에, 동일한 회로가 10C 채널을 사용하여 동기화 파라메타를 트래킹하는데 사용된다.

필요한 신호 파라메타를 획득하는데 사용되는 프로세스는 도 22A에 블록선도 형태로 보다 상세히 도시된 ISU 수신기 구조의 반송파, 진폭 및 타이밍 복원 블록(166)을 이용한다. 반송파, 진폭, 및 타이밍 복원 블록(166)은 수신된 파형에 대한 주파수 동기를 획득하는데 사용되는 코스타스 루프(330)를 포함한다. 신호가 보상 유닛(164)로부터 수신된 이후에, 샘플-홀드(334) 및 아날로그-디지털 변환기(332)는 이 신호에 대해하고 그 결과 변환기(332)로부터의 샘플들은 코스타스 루프(330)에 인가된다. 샘플링은 수신기 구조에서 이용되는 FFT의 포인트의 수, M 으로 분할하는 분할기(333)에 의해 분할된 전압 제어 발전기(340)의 제어하에서 수행된다. 코스타스 루프(330)의 믹서(331)는 도달하는 신호 및 피드백 경로에 의해 피드되고 루프 위상 검출기로서 역할한다. 믹서(331)의 출력은 필터링되어 이후의 하드웨어의 처리 요건을 경감시키기 위해 데시메이트된다. 수신된 신호가 대역 제한되면, 동기화 신호를 나타내는데 더 적은 샘플들이 필요하다. 수신기에서 직교성이 보존되어 있지 않으면, 필터는 복원 프로세스로부터 불필요한 신호 성분을 제거하게 된다. 직교성의 조건하에서, LPF(337)은 인접한 OFDM 반송파로부터의 영향을 완전히 제거하게 된다. 반송파 주파수 동기가 달성되면, 프로세스는 루프의 동상 아암에서 소량의 BPSK 파형을 드러내게 된다. 데시메이터의 출력은 다른 믹서를 통해 피드된 다음에 필터 할수 $H(s)$ 및 수치 제어 발전기(NCO)를 갖는 루프 필터를 통해 처리되어 주파수 에러에 대한 보정을 위한 피드백 경로를 완성한다. 에러가 작은 레벨에 있는 경우, 루프는 로크된다. 트래킹 동안에 빠른 획득 및 최소 지터를 달성하기 위하여, 듀얼 루프 대역폭을 사용하는 것이 필요하다. 시스템 동작은 주파수 로크가 달성되어 OFDM 채널 간격(360Hz)의 약 $\pm 4\%$ 내에 유지된다.

신호의 진폭은 BPSK 전력 검출기(336)에 있는 주파수 복원 루프의 출력에서 측정된다. 전체 신호 전력이 측정되고 수치 제어가능한 아날로그 이득 회로(도시안됨)를 조정하는데 사용될 수 있다. 이득 회로는 아날로그-디지털 변환기가 최적 동작 영역에서 사용되도록 신호를 정규화하기 위한 것이다.

타이밍 복원은 타이밍 에러를 추출하기 위해 어얼리-레이트(early-late) 게이트 위상 검출기(338)의 어얼리-레이트 게이트 타이밍 알고리즘을 사용하여 여러 신호에 응답하여 샘플 클럭 또는 발전기(340)를 조정함으로써 수행된다. 어얼리-레이트 게이트 검출기는 갭 시간 동안에 진행/지연 명령(advance/retard command)을 결과한다. 이 명령은 필터(341)를 통해 샘플 클럭 또는 발전기(340)으로 인가된다. 이 루프는 주파수 동기 및 진폭 동기가 달성될 때까지 오프 보류된다. 타이밍 루프가 로크되어 있을 때, 로크 표시기 신호를 발생한다. 동일한 클럭이 업스트림 전송에 대해서도 사용된다. 반송파, 타이밍 및 진폭 복원 블록(166)은 클럭 발생기(168)에 대한 기준을 제공한다. 클럭 발생기(168)는 MISU가 필요로 하는 모든 클럭, 예를 들면 8kHz 프레임 클럭 및 샘플 클럭을 제공한다.

MCC 모델 업스트림 수신기 구조(도 15)의 반송파, 진폭 및 타이밍 복원 블록(222)는 도 22B의 동기화 블록선도로 도시되어 있다. 이는 업스트림 동기화 채널상의 신호에 대한 업스트림 동기화를 위한 검출을 수행한다. ISU의 초기화 및 활성화화를 위해, 업스트림 동기화는 동기화 채널상으로 기준 신호를 업스트림 전송하도록 다운스트림 10C 제어 채널을 통해 ISU 중 하나에 명령을 하는 HDT에 의해 수행된다. 반송파, 진폭 및 타이밍 복원 블록(222)는 동기화 채널에 응답하여 HDT(12)에서의 기준과 비교하여 주파수 에러, 진폭 에러 및 타이밍 에러를 추정하는 ISU(100)로부터의 데이터의 파라메타를 측정한다. 반송파, 진폭 및 타이밍 복원 블록(222)의 출력은 HDT(12)에 의해 조정 명령으로 변화되어 MCC 다운스트림 송신기 구조에 의해 10C 제어 채널상에서 다운스트림 방향으로 초기화되고 활성화되는 ISU로 보내진다.

업스트림 동기화 프로세스의 목적은 별도의 ISU로부터의 파형이 HDT(12)에서 적분된 파형에 결합되도록 ISU를 초기화하고 활성화하는 것이다. 반송파, 진폭, 및 타이밍 복원 블록(222)에 의해 HDT(12)에서 추정되고 ISU에 의해 조정된 파라메타들은 진폭, 타이밍 및 주파수이다. ISU 신호의 DS0+가 동등한 전력량을 할당받고 HDT(12)에서 소량의 신호대 잡음비를 달성하도록 정규화된다. 게다가, 인접한 ISU들이 정확한 상대 레벨로 수신되어야만 하며, 그렇지 않으면 더 약한 DS0+ 채널이 역으로 더 강한 DS0+ 채널의 천이적 행동에 의해 영향을 받게 된다. 페이로드 채널은 충분한 주파수 에러를 갖는 다른 페이로드 채널에 인접하여 전송되는 경우, OFDM 파형에서의 직교성이 열화되며 에러를 생성이 떨어진다. 따라서, ISU의 주파수를 공차에 가깝도록 조정하여야만 한다. 복원된 신호의 타이밍도 또한 직교성에 영향을 준다. 시간상 인접한 심볼들과 정렬되지 아니한 심볼은 FFT 프로세스를 받는 심볼의 일부내에서 천이를 발생시킬 수 있다. 모든 심볼의 천이가 HDT에서 보호 구간내에 들지 아니하는 경우, 비직교성 채널에 대해 거의 ± 16 톤(8 DS0+)을 복원할 수 없게 된다.

업스트림 동기화 동안에, ISU는 진폭 및 주파수 정확성을 달성하고 심볼들을 정렬하기 위하여 신호, 예를 들면 정방향파 신호를 보내도록 명령을 받게 된다. 패턴 신호는 반송파, 진폭 및 타이밍 복원 블록(222)에 의한 파라메타의 검출을 가능하게 해주는 어떤 신호일 수도 있으며, 이러한 신호는 다른 파라메타를 검출하기 위해서는 서로 다를 수도 있다. 예를 들면, 이 신호는 진폭 및 주파수 검출 및 보정을 위해서는 연속적인 사인파일 수 있고 심볼 타이밍을 위해서는 정방향파일 수 있다. 반송파, 진폭 및 타이밍 복원 블록(222)는 3개의 분산 루프 파라메타를 추정한다. 세 개의 루프 모두에서, 결과하는 여러 신호는 CXMC(80)에 의해 명령으로 변환되어 MCC 모델(82)를 거쳐 10C 채널상으로 보내지며, CXSU는 이 명령을 수신하여 ISU에 의해 행해진 조정을 제어한다.

도 22B에 도시한 바와 같이, ISU로부터의 업스트림 동기화는 전압 제어 발전기(440)의 제어하에서 샘플-홀드(434)되고 아날로그-디지털 변환(432)된다. 전압 제어 발전기는 샘플-홀드(434) 및 아날로그-디지털 변환기(432)의 제어를 위해 수신기 구조에서 M , FFT의 포인트에 의해 분할되고 위상 검출기(438)에 8kHz 신호를 인가하기 위해 k 로 분할된 국부 기준 발전기이다.

주파수 에러는 코스타스 루프(430)를 이용하여 추정될 수 있다. 코스타스 루프(430)는 국부적으로 발생된 주파수 기준과 위상 동기를 확립하려고 한다. 얼마의 시간 기간 후에, 루프 적응이 디스에이블되고 시간에 대한 위상 차를 사용하여 주파수 에러를 추정하게 된다. 주파수 에러는 필터 할수 $H(s)$ (444)에 의해 발생되며 10C 제어 채널을 거쳐 ISU에 주파수 조정 명령을 보내도록 처리하기 위해 CXMC(82)에 제공

된다. 주파수 에러는 또한 주파수 에러를 보정하기 위해 주파수 루프를 완성하도록 수치 제어 발전기(NCO)에도 인가된다.

진폭 에러는 전력 검출기(436)에 의해 코스타스 루프(430)의 등위상 아암(Inphase arm)의 반송파 진폭을 검출함으로써 업스트림 동기화 동안에 반송파의 크기에 근거하여 계산된다. 진폭은 기준 비교기(443)에서 소망의 기준값과 비교되고, 에러는 처리를 위해 CXC(82)로 보내지고 IOC 제어 채널을 거쳐 ISU에 진폭 조정 명령을 보내게 된다.

HDT에서의 국부적인 기준이 위상 동기를 달성할 때, ISU로부터 도달하는 동기화 채널상의 BPSK 신호는 처리를 위해 이용될 수 있다. 구형파는 코스타스 루프(430)의 등위상 아암상에서 얻어지며 분할기(435)로부터의 국부적으로 발생된 8kHz 신호와 비교하기 위해 어멀리-레이트 게이트 위상 검출기(438)에 인가된다. 위상 검출기(435)는 루프 필터(441)에 인가되어 라인(439)을 거쳐 출력되는 위상 또는 심볼 타이밍 에러를 발생한다. 위상 또는 심볼 타이밍 에러는 그 다음에 IOC 제어 채널을 거쳐 ISU에 심볼 타이밍 조정 명령을 보내기 위해 처리를 위해 CXC(82)에 제공된다.

업스트림 전송을 위한 파라메타를 조정하는 ISU에서의 메카니즘은 디지털-아날로그 변환기(194)(도 13)에 의해 역 FFT(190)등의 디지털 처리 알고리즘으로부터 수집됨에 따라 시간 영역 파형의 스파라 곱으로 진폭 변화를 구현하는 것을 포함한다. 마찬가지로, 복소 믹싱 신호가 생성되어 디지털-아날로그 변환기(194)의 입력에 인가되는 복소 곱(complex multiply)으로서 구현된다.

ISU에서의 다운스트림 샘플 클럭 및 업스트림 샘플 클럭 양자의 주파수 정확성은 발전기를 다운스트림 정보와 IOC 정보에 위상 동기시킴으로써 확립된다. 업스트림 전송 주파수는 예를 들면 HDT(12)에 의해 명령받은대로 합성기 블록(195)에서 조정된다.

심볼 타이밍 보정은 지연 함수로서 구현된다. ISU 업스트림 방향에서의 심볼 타이밍 정렬은 따라서 클럭 지연(195)(도 13)을 거쳐 샘플 구간을 블랭킹(동일한 2개의 샘플이 동시에 나감)하거나 또는 여분 클럭 엡지를 넣음(한 샘플이 클럭 아웃(clock out)되어 상실됨)으로써 달성되는 샘플 타이밍에서의 지연으로서 확립된다. 이러한 방식으로 지연 함수는 이미 요구된 것을 넘는 데이터 저장 오버헤드없이 제어될 수 있다.

ISU가 초기화되고 시스템으로 활성화되어 전송 준비가 완료된 이후에, ISU는 반송파, 진폭, 주파수 복원 블록(222)를 사용하여 요구된 업스트림 동기화 시스템 파라메타를 유지한다. 사용되지는 않지만 초기화되고 활성화된 ISU는 IOC 상으로 전송하도록 명령받으며 블록(222)는 이상 설명한 바와 같이 그로부터 파라메타를 추정하게 된다.

MISU(66)(도 13) 및 HISU(68)(도 14)에 대한 업스트림 송신기 구조 모두에 있어서, HDT(12)에서의 반송파의 직교성을 달성하기 위한 주파수 오프셋 또는 보정은 반송파, 진폭 및 타이밍 복원 블록(222)(도 15)에 의한 동기화 동안에 HDT에서 결정되는 주파수 오프셋과는 반대로 ISU상에서 결정될 수 있으며 그런 다음에 주파수 오프셋 조정 명령이 HISU(68)과 MISU(66) 각각의 합성기 블록(195, 199)을 거쳐 반송파 주파수의 조정을 위하여 ISU로 전송된다. 이와 같이, 주파수 에러는 상기한 바와 같이 반송파, 진폭 및 타이밍 복원 블록(22)에 의해 더 이상 검출되지 않는다. 오히려, 이러한 다이렉트 ISU 구현에 있어서, ISU는 HISU(68)이든지 MISU(66)이든지간에 다운스트림 신호로부터 디지털적으로 주파수 에러를 추정하며 전송되는 업스트림 데이터에 대해 보정이 이루어진다.

HDT(12)는 동일한 기본 발전기로부터 모든 전송 및 수신 주파수를 도출한다. 따라서, 모든 믹싱 신호들은 HDT에서 주파수 동기되어 있다. 마찬가지로, ISU는 HISU(68)이든지 MISU(66)이든지 간에 동일한 기본 발전기로부터 모든 전송 및 수신 주파수를 도출하며, 따라서 ISU상의 모든 믹싱 신호들도 주파수 동기되어 있다. 그러나, HDT 발전기에 대해서 ISU 발전기에는 주파수 오프셋이 존재한다. (ISU로부터 본) 주파수 에러의 양은 믹싱 주파수의 일정 퍼센트가 된다. 예를 들면, ISU 발전기가 HDT 발전기로부터 10PPM 주파수가 어긋나고 다운스트림 ISU 믹스 주파수가 100MHz이며 ISU 업스트림 전송 믹싱 주파수가 10MHz인 경우에, ISU는 다운스트림 수신기상의 1kHz에 대해 보정을 하여 업스트림 송신기상에서 100Hz 오프셋된 신호를 생성해야만 한다. 이와 같이, ISU 다이렉트 구현에서는, 주파수 오프셋이 다운스트림 신호로부터 추정된다.

이 추정은 수치 계산을 수행하는 디지털 회로, 즉 프로세서로 수행된다. 동기화 채널 또는 IOC 채널의 샘플들은 시스템의 동작 동안에 하드웨어적으로 수집된다. 트래킹 루프는 수신된 신호에 대해서 디지털적으로 믹싱되는 디지털 수치 발전기를 구동한다. 이 프로세스는 본질적으로 HDT에 로크된 신호를 내부적으로 도출한다. 내부적인 수치 믹스는 주파수 오프셋을 책임진다. ISU에서 다운스트림 신호에 로크하는 과정 동안에, 주파수 에러의 추정값이 도출되고, 다운스트림 주파수가 알려져 미미한 주파수 에러를 계산할 수 있다. 업스트림 수신 신호를 다운 컨버트하는데 사용하게 될 HDT에서의 믹싱 주파수를 아는 것에 근거하여, ISU 전송 주파수에 대한 오프셋이 계산된다. 이 주파수 오프셋은 이 신호를 도 13의 변환기(194) 등에 의해 아날로그 영역으로 변환하기 이전에 ISU 전송된 신호에 디지털적으로 인가된다. 따라서, 주파수 보정은 ISU상에서 직접적으로 수행될 수 있다.

도 20 및 도 21을 참조하면, 다상 필터 구조를 포함한 MCC 업스트림 수신 구조의 협대역 침입 필터 및 FFT(112)에 대해서 더 상세히 설명한다. 일반적으로, 다상 필터 구조는 다상 필터(122, 124)를 포함하며 침입에 대한 보호를 제공한다. ISU(100)으로부터의 업스트림 OFDM 반송파의 6MHz 대역은 작은 그룹의 반송파 또는 톤에 대한 필터링을 제공하는 다상 필터를 통해 서브대역으로 분해되며, 침입이 반송파의 그룹 내의 반송파에 영향을 미치는 경우, 단지 그 그룹의 반송파만이 영향을 받으며 다른 그룹의 반송파들은 이러한 필터링 특성에 의해 보호받는다.

침입 필터 구조는 다상 필터의 2개의 평행한 बैं크(122, 124)를 갖는다. 하나의 बैं크는 대역간에 채널 공간이 있는 약 17개의 중첩하지 않는 서로 다른 대역들을 갖는다. 단일의 다상 필터 बैं크의 크기 응답은 도 18에 도시되어 있다. 첫 번째 बैं크에 의해 필터링되지 않은 채널들이 두 번째 बैं크에 의해 필터링되도록 두 번째 बैं크는 첫 번째 बैं크로부터 어느 정도 오프셋되어 있다. 따라서, 도 19에 단일 다상 필터 बैं크의 클로즈업된 크기 응답에 도시된 바와 같이, 필터링된 채널들 중 한 대역은 주파수 빈(38-68)내의

것들을 포함할 수도 있으며 빈(45-61)에 대응하는 중심 반송파는 필터에 의해 통과된다. 중첩하는 필터는 대역들간의 공간에 있는 반송파들을 필터링하고, 반송파들은 다른 필터 뱅크에 의해서도 통과되지 않는다. 예를 들면, 중첩하는 필터는 28-44를 통과시킬 수도 있다. 2개의 채널 뱅크는 2개의 필터 뱅크의 결합이 544개 채널들 모두를 수신하도록 16 주파수 빈만큼 오프셋되어 있다.

도 20을 참조하면, 침입 필터 구조는 아날로그-디지털 변환기(212)로부터 샘플링된 파형을 수신한 다음에 복소 믹서(118, 120)는 다상 필터(122, 124)에 인가하기 위한 스태거(stagger)를 제공한다. 믹서(118)는 일정값을 사용하고, 믹서(120)는 이러한 오프셋을 달성하기 위한 값을 사용한다. 각 믹서의 출력은 다상 필터(122, 124) 중 하나로 들어간다. 각 다상 필터 뱅크의 출력은 18개의 대역으로 구성되며, 그 각각은 16개의 사용가능한 FFT 빈을 포함하거나 각 대역은 8kHz 레이트, 또는 8 DS0+로 16개의 반송파를 지원한다. 하나의 대역은 이용되지 않는다.

다상 필터(122, 124)의 각 대역 출력은 4개의 보호 샘플들을 포함하여 8kHz당 35개의 샘플들을 가지며 고속 푸리에 변환(FFT) 블록(126, 128)로 들어간다. FFT 블록(126, 128)에 의해 수행되는 첫 번째 동작은 4개의 보호 샘플들을 제거하는 것이며, 따라서 32개의 시간 영역 포인트들이 남게 된다. 블록들내의 각 FFT의 출력은 32개의 주파수 빈이며, 그중 16개는 필터링을 제공하는 다른 빈들과 함께 사용된다. FFT의 출력은 중첩을 제공하기 위해 스태거되어 있다. 도 20에서 알 수 있는 바와 같이, 반송파 0-15는 상부 뱅크의 FFT #1에 의해 출력되고, 반송파 16-31은 하부 뱅크의 FFT #1에 의해 출력되며, 반송파 32-48은 상부 뱅크의 FFT #2에 의해 출력되며 이하도 마찬가지이다.

다상 필터(122, 124)는 당업자에게는 잘 알려진 바와 같이 각각 표준 다상 필터 구조이며, 각각이 도 21의 구조에 의해 도시되어 있다. 입력 신호는 초당 5.184메가 샘플의 레이트로, 즉 프레임당 648 샘플의 레이트로 샘플링된다. 입력은 그 다음에 288kHz의 유효 샘플 레이트를 주기 위해 18로 데시메이트된다(18개의 샘플 중 하나가 남는다). 이 신호는 $H_{0,0}(Z)$ 에서 $H_{0,8}(Z)$ 까지 라벨이 붙은 유한 임펄스 응답(FIR) 필터로 보내지며, 이 필터는 다수의 탭, 양호하게는 필터 당 5개의 탭을 포함하고 있다. 당업자라면 잘 알고 있는 바와 같이, 탭의 수는 변할 수 있으며 본 발명의 범위를 한정하는 것은 아니다. 필터로부터의 출력은 18 포인트의 FFT(130)으로 들어간다. 이 변환의 출력은 4개의 보호 샘플들을 포함하여 8kHz 프레임에 대해 35개의 샘플이며, 이는 이상에서 설명한 바와 같이 처리를 위하여 FFT 블록(126, 128)에 제공된다. FFT 블록은 양호하게는 9kHz의 간격을 두고 있으며, 정보 레이트는 심볼당 4개의 보호 샘플이 할당되어 초당 8 킬로 심볼이다. 각 다상 필터로부터의 17개의 대역은 처리를 위해 FFT 블록(126, 128)로 보내지며, 544개의 반송파의 출력이 상기와 같이 표시된다. 상기 표시한 바와 같이 하나의 대역, 18번째의 대역은 사용되지 않는다.

이퀄라이저(214, 도 15 및 172, 도 11)는 업스트림 및 다운스트림 수신 구조 모두에 있어서 케이블 설비 양단의 그룹 지연의 변동을 해결하기 위해 공급된다. 이퀄라이저는 환경적인 변화로 인한 위상 및 이득 또는 전폭 변동을 추적하고, 따라서 충분히 정확한 트래킹을 유지하면서 서서히 적응할 수 있다. 내부 이퀄라이저 동작이 일반적으로 도 23에 도시되어 있는 이퀄라이저(172, 214)의 계수들(360)은 FFT(112, 170)의 분해능에 대한 채널 주파수 응답의 역을 나타낸다. 다운스트림 계수들은 모든 채널이 다중 지점 대 지점 토폴로지에서 개개의 DS0+가 부딪칠 수도 있는 변동하는 채널들로 인해 상관되지 않을 수도 있는 업스트림 계수들과는 반대로 동일한 신호 경로를 통해 진행하기 때문에 강하게 상관되게 된다. 채널 특성이 여러 가지이지만, 이퀄라이저는 업스트림 또는 다운스트림 수신기 어느 것에 대해서도 동일하게 동작하게 된다.

10C 채널은 항상 전송되기 때문에, 다운스트림 이퀄라이저는 10C 채널상에서만 추적하며, 따라서 ISU에서의 계산 요건을 경감시키며 이하에 더 설명하는 바와 같이 페이로드 채널에서의 프리앰블에 대한 요건을 제거한다. 그러나, 업스트림은 DS0+ 및 10C 채널당에 근거하여 평활화를 요구하게 된다.

이퀄라이저 계수들을 갱신하는데 사용되는 알고리즘은 32 QAM 성형상에서 동작할 때 몇 개의 국부적인 최소를 포함하며 4중 위상 모호성(four-fold phase ambiguity)을 겪는다. 게다가, 업스트림에서의 각 DS0+는 별도의 ISU로부터 방출될 수 있으며, 따라서 독립적인 위상 천이를 가질 수 있다. 이 문제를 해결하기 위해, 데이터 전송 이전에 일정한 심볼 프리앰블을 보내기 위해 각각의 통신 개시가 요구된다. 주목해야 할 것은 10C 채널들은 이들이 평활화되지 않고 또한 프리앰블이 스크램블될 수 없기 때문에 이 요건에서 배제된다는 것이다. 전송시에 HDT(12)는 여전히 ISU의 초기화 및 활성화 동안에 확립된 정확한 주파수 동기 및 심볼 타이밍을 가지게 되며 연속적으로 이용가능한 다운스트림 10C 채널상에 동기화를 유지시키게 된다.

프리앰블의 도입은 이퀄라이저가 그의 프로세스 상태를 알고 있을 것을 요구한다. 탐색, 획득 및 트래킹 모드를 포함하는 3가지 상태가 도입된다. 탐색 모드는 채널상에 존재하는 전력의 양에 근거한다. 송신기 알고리즘은 사용하지 않는 FFT 빈에 제로 값을 놓게 되고 그 결과 그 특정 주파수에서는 전력이 전혀 전송되지 않는다. 수신기에서는, 이퀄라이저는 FFT 빈에 전력이 존재하지 않는 것에 근거하여 탐색 모드에 있는 것으로 판정한다.

초기화되고 활성화된 ISU에 대해 전송이 시작하면, 이퀄라이저는 신호의 존재를 검출하고 획득 모드로 들어간다. 프리앰블의 길이는 약 15 심볼일 수도 있다. 이퀄라이저는 프리앰블에 근거하여 평활화 프로세스를 변경하게 된다. 초기 위상 및 전폭 보정은 크지만 차후의 계수의 갱신은 덜 중요하게 된다.

획득 이후에, 이퀄라이저는 트래킹 모드로 들어가게 되며 갱신 레이트는 최소 레벨로 감소하게 된다. 트래킹 모드는 어떤 시간 기간 동안 채널상에서 전력의 손실이 검출될 때까지 계속된다. 채널은 그 다음에 사용하지는 않지만 초기화되고 활성화된 상태에 있게 된다. 이퀄라이저는 수신기가 동조되고 있고 계수들이 갱신되지 않을 때에는 트레이닝 또는 트래킹하지 않는다. 계수들은 이하에 상세히 설명하는 바와 같이 채널 모니터링을 위해 신호 대 노이즈 검출기(305)(도 15) 등에 의해 역제스되어 사용될 수도 있다.

평활화 프로세스에 있어, 1/Q 성분은 FFT(112, 180) 등의 FFT의 출력에 있는 버퍼로 로드된다. 당업자에게는 명백한 바와 같이, 이퀄라이저 구조에 대한 이하의 설명은 업스트림 수신기 이퀄라이저(214)에 대한 것이지만 다운스트림 수신기 이퀄라이저(172)에 대해서도 똑같이 적용할 수 있다. 이퀄라이저(214)는 바

퍼로부터 시간 영역 샘플들을 추출하여 한번에 하나의 복소 샘플을 처리한다. 처리된 정보는 그 다음에 그로부터 출력된다. 도 23은 당업자에게는 명백한 상태 제어 알고리즘이 없는 이퀄라이저 알고리즘의 기본적인 구조를 나타낸 것이다. 1차적인 평활화 경로는 곱셈기(370)에서 선택된 FFT 빈으로부터의 값과 복소 곱셈을 수행한다. 이 출력은 그 다음에 심볼 양자화 블록(366)에서 저장 데이터로부터 가장 가까운 심볼 값으로 양자화된다. 양자화된 값(하드 판정)은 내보내져 심볼-비트 변환기(216)에 의해 비트로 디코드된다. 나머지 회로는 이퀄라이저 계수를 갱신하는데 사용된다. 합산기(364)에서 양자화된 심볼값과 평활화된 샘플간의 에러가 산출된다. 이 복소 에러는 곱셈기(363)에서 수신된 샘플과 곱해지며, 그 결과는 갱신 값을 형성하기 위해 곱셈기(362)에 의해 적응 계수로 스케일링된다. 갱신 값은 합산기(368)에서 원래의 계수와 합해져 새로운 계수값이 나오게 된다.

제1 실시예의 동작

양호한 실시예에서는, 도 9A에 도시한 바와 같이, HDT(12)의 각 MCC 모델(82)에 대해서 6MHz 주파수 대역이 할당되어 있다. MCC 모델(82)은 6MHz 대역 전체를 전송하고 수신하지만, ISU 모델(100)(도 6)은 이들이 설계된 특정 응용에 대해 최적화되어 있으며 6MHz 대역에서 할당된 반송파 또는 톤의 전체 수보다 적은 수를 중전송/발생할 수도 있다. 업스트림 및 다운스트림 대역 할당은 양호하게는 대칭적이다. MCC 모델(82)로부터의 업스트림 6MHz 대역들은 5-40 MHz 스펙트럼내에 있으며 다운스트림 6MHz 대역들은 725-760 MHz 스펙트럼내에 있게 된다. 전화 페이로드 데이터의 전송, ISU 시스템 동작 및 제어 데이터(10C 제어 데이터)의 전송, 및 업스트림 및 다운스트림 동기화 등의 특정 동작을 지원하기 위해 각각의 6MHz 주파수 대역에는 3개의 영역이 있다. OFDM 주파수 대역내의 각 반송파 또는 톤은 이미 설명한 바와 같이 복소 성형 포인트를 형성하기 위해 진폭 및 위상이 변조된 사인파형으로 되어 있다. OFDM 파형의 기본적인 심볼 레이트는 8kHz이며, 6MHz 대역내에 총 552개의 톤이 있다. 이하의 표 1은 여러 가지 톤 분류에 대한 바람직한 변조 타입 및 대역폭 할당을 요약한 것이다.

[표 1]

대역 할당	톤 또는 반송파의 수	변조	용량	대역폭
동기화 대역	24톤(양단에 2 동기화 톤 및 양단에 10 보호 톤)	BPSK	n/a	216 KHz
페이로드 데이터	480(240 DSO+ 채널)	32 QAM	19.2 MBPS	4.32 MHz
10C	48(20 데이터 채널 또는 24 10C 채널 마다 2개)	BPSK	384 kbps	432 kHz
대역내 보호	양단상의 나머지	n/a	n/a	1.032 MHz (양단에서 516kHz)
복합 신호	552	n/a	n/a	6.0 MHz

보호 대역은 전송 이후 및 수신 이전에 선택성 필터링을 가능하게 하기 위해 스펙트럼의 양단에 제공된다. 총 240개의 전화 데이터 채널이 대역 전체에 포함되어 있으며, 이 대역은 19.2 Mbps의 순 데이터 레이트를 수용한다. 이 용량은 부가적 침입을 해결하기 위해 설계된 것이며, 따라서 교환국으로의 사용자들의 집중을 달성하기에 충분한 지원을 보유하게 된다. 10C 채널들은 대역 전체에 분산되어서 HISU에 위치하는 협대역 수신기에 용량성과 통신 지원을 제공한다. 10C 데이터 레이트는 16kbps이다(초당 8kHz 프레임의 심볼 레이트인 2개의 BPSK 톤). 효과적으로 10C는 매 10번째의 페이로드 데이터 채널에 제공된다. 단일의 10C 채널만을 볼 수 있는 HISU 등의 ISU는 10C 채널이 오염되어 있는 경우 재동조하도록 강제된다. 그러나, 다수의 10C 채널을 볼 수 있는 ISU는 HISU 등의 경우 1차적 선택이 오염된 경우에 다른 10C 채널을 선택할 수 있다.

동기화 채널은 용장성을 위해 대역의 양단에 복제되어 동기화 채널이 다른 사용되는 채널들과 간섭하지 않도록 하기 위해 사용가능한 반송파의 주요부로부터 오프셋되어 있다. 동기화 채널들에 대해서는 이미 기술하였으며 이하에 더 상세히 기술한다. 동기화 채널들은 전화 페이로드 채널들보다 더 낮은 전력 레벨로 동작되며 이러한 채널들에 대한 어떤 간섭의 영향도 경감시키게 된다. 이 전력 감소는 또한 더 작은 보호 대역이 동기화 채널과 페이로드 전화 채널간에 사용될 수 있게 해준다.

하나의 동기화 또는 용장성 동기화 채널들은 또한 그로부터 오프셋되는 것과는 달리 전화 채널내에서 구현될 수도 있다. 이들이 전화 채널과 간섭하지 않도록 하기 위해 동기화 채널들은 더 낮은 심볼 레이트를 사용하여 구현될 수도 있다. 예를 들면, 전화 채널이 8kHz 심볼 레이트로 구현되어 있는 경우, 동기화 채널은 2kHz 심볼 레이트로 구현될 수 있으며 또한 더 낮은 전력 레벨에 있을 수도 있다.

ISU(100)은 도 9D에 도시한 바와 같이 총 6MHz 스펙트럼의 서브대역을 수신하도록 설계되어 있다. 일례로서, HISU(68)는 양호하게는 이용가능한 552개의 채널들 중 22개만 검출한다. 이 구현은 주로 단가/전력 절약 기술이다. 수신되는 채널의 수를 감소시킴으로써 샘플 레이트 및 관련 처리 요건들이 극적으로 경감되며 요즈음 시판되는 통상의 변환 부품으로 달성가능할 수도 있다.

주어진 HISU(68)는 HISU 수신기의 주파수 관점에서 페이로드 데이터 채널 중 최대 10개의 DSO를 수신하는 것으로 제한되어 있다. 나머지 채널은 보호 기간으로서 사용될 것이다. 게다가, 전력/단가 요건을 경감시키기 위해, 주파수 합성 단계는 HISU 튜닝 범위를 8 채널 세스먼트로 제한시키는 198kHz로 제한되게 된다. 10C 채널은 모든 HISU(68)이 항상 HDT(12)를 거쳐 HISU(68)의 제어를 위해 10C 채널을 보게 되도록 도 9D에 도시한 바와 같이 제공되어 있다.

HISU(66)은 도 9D에 도시한 바와 같이 13개의 서브대역, 또는 240개의 이용가능한 DSO 중 130개를 수신하도록 설계된다. 다시 말하면, 동조 단계는 효율적인 합성기 구현을 실현하기 위해 198kHz로 제한되게 된다.

다. 이들은 HISU(68)와 HISU(66)에 대해서는 선호되는 값이며, 당업자는 여기 규정된 많은 값들이 첨부된 특허 청구의 범위에 의해 한정된 본 발명의 범위 또는 정신을 변경시키지 않고 변할 수 있음을 잘 알 것이다.

당업자는 잘 알고 있는 바와 같이, 6MHz 이하의 대역폭으로 채널상의 동작을 지원할 필요성이 있을 수도 있다. 시스템의 적절한 소프트웨어 및 하드웨어 수정으로 당업자에게는 명백한 바와 같이 이러한 재구성 이 가능하다. 예를 들면, 2MHz 시스템에서, 다운스트림에 있어 HDT(12)는 전체 대역의 서브세트를 거쳐 채널들을 발생시키게 된다. HISU는 본질적으로 협대역이며 2MHz 대역에 동조할 수 있다. 130개 채널을 지원하는 HISU는 2MHz 대역을 넘는 신호를 수신하게 된다. 이들은 하드웨어 수정에 의해 필터 선택성을 경감시킬 필요가 있다. 80개 채널 HISU는 2MHz 시스템의 제약에서도 동작할 수 있다. 업스트림에서, HISU는 2MHz 대역내에서 신호들을 발생하고 HISU 전송부는 발생된 정보를 협대역으로 제한한다. HDT에서, 침입 필터가 대역외 신호 에너지에 대해 충분한 선택성을 제공한다. 협대역 시스템은 2MHz 대역의 가장자리에 동기화 대역을 필요로 한다.

이미 설명한 바와 같이, 다운스트림 정보의 검출을 위해 시스템을 초기화하기 위한 신호 파라미터의 획득은 다운스트림 동기화 채널을 사용하여 수행된다. ISU는 이러한 다운스트림 정보의 검출을 위해 주파수, 진폭 및 타이밍의 다운스트림 동기화를 확립하기 위하여 반송파, 진폭, 타이밍 복원 블록(166)을 사용한다. 다운스트림 신호는 지점 대 다중 지점 토폴로지를 구성하며 OFDM 파형은 본질적으로 동기 방식으로 단일 경로를 거쳐 ISU에 도달한다.

업스트림 방향에서는, 각 ISU(100)은 HDT(12)가 전송을 위해 ISU(100)을 인에이블할 수 있게 되기 이전에 업스트림 동기화 프로세스를 통해 초기화되고 활성화되어야만 한다. ISU에 대한 업스트림 동기화 프로세스를 이용하여 별도의 ISU로부터의 파형은 HDT에서 적분된 파형으로 결합된다. 업스트림 동기화 프로세스는 그 일부를 이미 설명한 바와 같이 여러 가지 단계들을 포함하고 있다. 이들에는 ISU 전송 레벨 조정, 업스트림 다중 반송파 심볼 정렬, 반송파 주파수 조정 및 일주 경로 지연 조정 등이 포함되어 있다. 이러한 동기화는 6MHz 대역의 동작을 획득한 이후에 수행된다.

일반적으로, 레벨 조정에 있어서 HDT(12)는 ISU(100)으로부터 수신된 업스트림 전송의 측정된 신호 세기를 조정하고 모든 ISU가 타당한 문턱값내에 있도록 ISU(100) 전송 레벨을 조정한다. 레벨 조정은 이를 측정의 정확성을 극대화하기 위해 심볼 정렬 및 경로 지연 조정 이전에 수행된다.

일반적으로, 심볼 정렬은 MCC 모델(82) 및 ISU 모델(101)에 의해 구현된 다중 반송파 변조 방식에 있어 필요 요건이다. 전송의 다운스트림 방향에 있어서, ISU(100)에서 수신된 모든 정보는 단일의 CXMU(56)에 의해 발생된 것이며, 따라서 각 다중 반송파상으로 변조된 심볼들은 자동적으로 위상 정렬된다. 그러나, MCC 모델(82) 수신기 구조에서 업스트림 심볼 정렬은 HFC 분산망(11)의 다중 지점대 지점 특성 및 ISU(100)의 값이 많은 지연 경로로 인해 변하게 된다. 최대 수신기 효율을 갖기 위해, 모든 업스트림 심볼은 좁은 위상 여유를 가지고 정렬되어야만 한다. 이것은 서로 다른 ISU로부터 업스트림 수신되는 모든 채널들의 심볼 주기가 그들이 HDT(12)에 도달하는 시점에서 정렬되도록 각 ISU(100)에서 조정가능한 지연 경로 파라미터를 제공함으로써 행해진다.

일반적으로, 일주 경로 지연 조정은 HDT 네트워크 인터페이스(62)로부터 모든 ISU(100)으로 또한 거꾸로 시스템내의 모든 ISU(100)으로부터 네트워크 인터페이스(62)으로의 일주 지연이 똑같이 되도록 수행된다. 시그널링 다중 프레임 무결성이 시스템에 전반에 걸쳐 유지되도록 이것이 필요하다. 전화 트랜스포트부에 대한 모든 일주 처리는 HFC 분산망(11) 자체를 통한 신호 전파와 관련된 물리적 지연을 제외하고는 예측가능한 지연을 갖는다. HDT(12)로부터 물리적으로 가까운 거리에 있는 ISU(100)은 HDT(12)로부터 최대 거리에 있는 ISU보다 더 적은 일주 지연을 갖는다. 경로 지연 조정은 모든 ISU의 전송 시스템이 똑같은 일주 지연을 갖도록 하기 위해 실시된다. 이는 또한 시스템을 통해 전송된 DS1 채널에 대한 DS1 다중 프레임 정렬을 유지하고, 대역내 채널 시그널링 또는 약탈 비트 시그널링을 동일한 DS1과 관련된 음성 서비스에 대하여 동일한 정렬을 갖게 유지한다.

일반적으로, 반송파 주파수 조정은 반송파 주파수들간의 간격이 반송파들의 직교성을 유지하도록 수행되어야만 한다. 다중 반송파들이 MCC 모델(82)에서 직교 정렬된 상태로 수신되지 않으면, 다중 반송파들간의 간섭이 일어날 수도 있다. 이러한 반송파 주파수 조정은 심볼 타이밍 또는 진폭 조정과 같은 방식으로 수행될 수 있거나 또는 이미 설명한 대로 ISU상에서 실시될 수도 있다.

초기화 과정에서, ISU에 이제 막 전원이 들어왔을 때는, ISU(100)은 다운스트림 6MHz 주파수 대역을 수신하고 있어야 하는지에 대해서 전혀 모른다. 이 결과 초기화 과정의 동작 단계에서 6MHz 대역의 획득이 필요하게 된다. ISU(100)이 동작을 위해 6MHz 대역을 성공적으로 획득할 때까지는, 그의 다운스트림 주파수 대역의 위치를 알기 위해 스캐닝 방법을 실시한다. ISU(100)의 CXSU 제어기(102)의 로컬 프로세서는 625 내지 850 MHz의 범위내의 어디에 있는 기본 6MHz 수신 주파수 대역부터 시작한다. ISU(100)은 유효한 동기화 신호를 얻은 후에 ISU(100)에 대한 고유 식별 번호와 일치하는 유효 6MHz 획득 명령을 찾기 위해 각 6MHz 대역에서 일정 시간 기간 동안, 예를 들면 100 밀리초 동안 기다리며, 이 고유 식별자는 ISU 장비의 일련 번호의 형태를 취하거나 그에 근거할 수도 있다. 유효 6MHz 획득 명령이 그 6MHz 대역에서 발견되지 않은 경우는, CXSU 제어기(102)는 그 다음 6MHz 대역을 찾아가 프로세스를 반복한다. 이와 같이, 이하에 더 설명하는 바와 같이, HDT(12)는 ISU(100)에 주파수 수신을 위해 어떤 6MHz 대역을 사용해야 하고 그 후에는 주파수 업스트림 전송을 위해 어떤 대역을 사용해야 하는지를 알릴 수 있다.

일반적으로 설명한 ISU의 초기화 및 활성화와 트래킹 또는 추적(follow-up) 동기화 과정에 대해서는 이하에 더 설명한다. 이 설명은 CXSU 제어기(103)과 관련하여 HISU(66)를 사용하여 기술되어 있지만 등가의 제어 로직으로 구현된 어떤 ISU(100)에도 똑같이 적용할 수 있다. 동축 마스터 카드 로직(CXMC)(80)은 펄스 제어기 유닛(SCNU)(58)에 의해 특정 ISU(100)을 초기화하고 활성화하도록 지시받는다. SCNU는 ISU(100)을 어드레스하기 위해 ISU 지정 번호를 사용한다. CXMC(80)은 ISU 지정 번호를 그 장비에 대한 장비 일련 번호 또는 고유 식별자와 상관시킨다. 공장으로부터 선택된 어떤 2개의 ISU 장비도 동일한 고유 식별자를 가지지 않는다. ISU(100)이 현재의 시스템 데이터베이스에서 이전에 초기화 및 활성화가 되지 않은 경우, CXMC(80)은 초기화되고 활성화된 ISU(100)에 대한 개인 식별 번호(PIN) 코드를 선택한다.

이 PIN 코드는 그 다음에 CXMC(80)에 저장되어 다음에 오는 그 ISU(100)과의 모든 통신을 위한 어드레스를 효과적으로 나타낸다. CXMC(80)은 각각의 ISU 지정 번호, ISU 장비에 대한 고유 식별자 및 PIN 코드 간의 특이 테이블을 가지고 있다. CXMU(56)와 관련된 각 ISU(100)은 고유의 PIN 어드레스 코드 할당을 갖는다. 하나의 PIN 어드레스 코드는 모든 ISU에 대한 방송 특징을 위해 예비된 것으로서 이로써 HDT가 모든 초기화 및 활성화된 ISU(100)에 메시지를 보낼 수 있게 된다.

CXMC(80)은 MCC 모델(82)에 프로세서가 시작하고 있고 MCC 모델(82)에서의 관련 검출 기능을 인에이블시켜야만 한다는 것을 통지하는 초기화 및 활성화 인에이블 메시지를 MCC 모델(82)에 보낸다. 이러한 기능은 적어도 부분적으로는 도 15의 MCC 업스트림 수신기 구조에서 도시하고 이미 언급한 반송파, 진폭, 타이밍 복원 블록(222)에 의해 수행된다.

CXMC(80)은 그것이 전송되는 6MHz 대역의 모든 IOC 채널들을 거쳐 MCC 모델(82)에 의해 식별 메시지를 전송한다. 이 메시지는 초기화되고 활성화되는 ISU에 할당된 PIN 어드레스 코드, ISU(100)에서 ISU 초기화 및 활성화가 인에이블되어야만 한다는 것을 나타내는 명령, 장비 일련 번호 등의 ISU 장비에 대한 고유 식별자 및 순환 용량도 검사(CRC)를 포함한다. 이 메시지는 어떤 시간 동안 주기적으로 보내진다. 이 시간 기간은 ISU가 모든 6MHz 대역들을 스캔하여 유효 식별 메시지를 결정할 수 있는 최대 시간이다. 예를 들면 50msec의 주기적인 레이트는 ISU가 그의 신호를 얼마나 빨리 어느나에 영향을 미친다. CXMC(80)은 한번에 하나 이상의 ISU를 동기화시키려고 하지는 않는다. 소프트웨어 타임아웃은 ISU가 어떤 최대 시간 한계를 초과한 이후에 응답이 없으면 실시된다. 이 타임아웃은 ISU가 동기화 기능을 얻는데 필요한 최대 시간 한계를 넘어서만 한다.

CXMC(80)에 의한 주기적인 전송 동안에, ISU는 그의 다운스트림 주파수 대역의 위치를 알아내기 위해 스캐닝 방법을 실시한다. CXSU의 로컬 프로세서는 625 내지 850MHz의 범위내의 어떤 곳에 있는 기본 6MHz 수신 주파수 대역부터 시작한다. ISU(100)은 6MHz 대역의 1차 동기화 채널을 선택한 다음에 일정 시간 기간 후의 동기화의 상실에 대해 테스트한다. 동기화의 상실이 여전히 존재하면, 2차 동기화 채널이 선택되고 일정 시간 기간 후에 동기화의 상실에 대해서 테스트한다. 동기화의 상실이 여전히 존재하면, ISU는 그 다음 6MHz 대역상의 동기화 채널들의 선택을 재시작한다. 동기화 채널상에 동기화의 상실이 존재하지 않을 때, ISU는 IOC를 포함하는 첫 번째 서브대역을 선택하고 정확한 식별 메시지를 결정한다. 그의 고유 식별자와 일치하는 정확한 식별 메시지가 발견된 경우, PIN 어드레스 코드는 적절한 레지스터 내로 래치된다. 그 IOC상의 첫 번째 서브대역에서 정확한 식별 메시지가 발견되지 않은 경우, 11번째 서브대역 등 종간의 서브대역 및 IOC가 선택되고 ISU는 다시 정확한 식별 메시지를 결정한다. 메시지가 다시 정확하게 검출되지 않은 경우, ISU는 다른 6MHz 대역에 대해 재시작한다. ISU는 전송 시간이 CXMU 전송 시간의 최소한 2배와 같은 시간 기간 동안, 예를 들면 상기한 바와 같이 50msec일 때 100msec 동안 서브대역내의 정확한 식별 메시지를 결정한다. 초기화 및 활성화 명령은 ISU(100)이 이러한 명령에 응답하기 위해 PIN 어드레스 코드 일치요를 요구하지 않고 단지 유효 고유 식별자 및 CRC 일치만을 요구하기 때문에 ISU(100)에서는 고유한 명령이다. 그러나, MCC 모델(82)을 거쳐 전송된 CXMC(80)으로부터의 초기화 및 활성화 명령은 단지 ISU(100)가 유효 PIN 어드레스 코드 불일치없이 수신하도록 허용되는 명령이다. 초기화되지 않고 활성화되지 않은 ISU(100)이 IOC 채널상의 MCC 모델(82)을 거쳐 CXMC(80)으로부터 초기화 및 활성화 명령, 고유 식별자와 일치하는 데이터 및 유효 CRC를 수신하는 경우, ISU(100)의 CXSU(102)는 전송된 PIN 어드레스 코드를 명령 및 고유 식별자와 함께 저장한다. 이때부터 ISU(100)은 정확한 PIN 어드레스 코드 또는 방송 어드레스 코드에 의해 그를 어드레스하는 명령들에 대해서만 응답하게 된다. 물론 ISU가 다시 재활성화되기도 새로운 PIN 어드레스 코드를 받지 않는 경우에만 말이다.

ISU(100)이 그의 고유 식별자에 대해 일치를 수신한 이후에, ISU는 업스트림 전송을 위해 어느 6MHz 대역을 사용할 것인지와 ISU(100)이 사용하게 될 업스트림 IOC 채널에 대한 반송파 또는 톤 지정을 ISU(100)에 말해주는 유효 PIN 어드레스 코드와 함께 업스트림 주파수 대역 명령을 수신한다. CXSU 제머기(102)는 이 명령을 해석하여 응답할 정확한 업스트림 주파수 대역에 대해 ISU(100)의 ISU 모델(101)을 정확히 활성화한다. ISU 모델(101)이 정확한 6MHz 대역을 획득하면, CXSU 제머기(103)은 업스트림 전송을 인에이블하도록 ISU 모델(101)에 메시지 명령을 보낸다. HDT(12)의 MCC 모델 업스트림 수신기 구조의 반송파, 진폭 및 타이밍 복원 블록(222)을 이용하는 분산 루프가 진폭, 반송파 주파수, 심볼 정렬 및 경로 지연을 포함한 업스트림 전송을 위한 여러 가지 ISU 파라미터를 로크하는데 사용된다.

도 16은 이 분산 루프를 일반적으로 도시한 것이다. 새로운 유닛이 케이블에 접속되면, HDT(12)는 케이블에 접속된 ISU에 다른 어떤 ISU(100)도 배제하고 업스트림 동기화 모드로 들어가도록 지시한다. HDT(12)는 그 다음에 새로운 ISU에 대한 정보를 받아서 가입자 ISU 유닛에 여러 가지 파라미터에 대한 다운스트림 명령을 제공한다. ISU는 업스트림으로 전송을 시작하고 HDT(12)는 업스트림 신호에 로크한다. HDT(12)는 조정되는 파라미터에 관한 여러 지시자를 도출하여 가입자 ISU에 이러한 파라미터를 조정하도록 명령한다. 여러의 조정은 ISU 전송에 대한 파라미터가 HDT(12)에 로크될 때까지 이 프로세스에서 반복된다.

보다 상세하게는, ISU(100)이 동작을 위해 6MHz 대역을 획득한 이후에, CXSU(102)는 ISU 모델(101)에 메시지 명령을 보내고 ISU 모델(101)은 도 9에 도시한 스펙트럼 할당의 1차 동기화 대역내의 동기화 채널상으로 동기화 패턴을 전송한다. 도 9에서 할당된 바와 같이 페이로드 데이터 채널로부터 오프셋되어 있는 업스트림 동기화 채널은 업스트림 동기화가 동기화 채널들 중 하나가 오염되어 있는 경우에도 여전히 달성될 수 있도록 1차 및 여분의 동기화 채널 양자를 포함하고 있다.

MCC 모델(82)는 유효 신호를 검출하여 ISU로부터 수신된 신호에 대해 진폭 레벨 측정을 수행한다. 동기화 패턴은 CXMC(80)에 ISU(100)이 활성화 및 초기화와 주파수 대역 명령을 수신하였으며 업스트림 동기화 진행할 준비가 되었음을 가리킨다. 진폭 레벨은 소량의 기준 레벨과 비교된다. CXMC(80)은 ISU(100)의 전송 레벨이 조정되어야만 하는지 여부와 이러한 조정의 양을 판정한다. 레벨 조정이 필요한 경우, CXMC(80)은 ISU 모델(101)의 송신기의 전력 레벨을 조정하도록 ISU(100)의 CXSU(102)에 지시하는 다운스트림 IOC 채널상으로 메시지를 전송한다. CXMC(80)은 ISU(100)으로부터 수신 전력 레벨을 계속하여 검사하여 ISU(100)에 의해 전송된 레벨이 타당할 때까지 ISU(100)에 조정 명령을 제공한다. 진폭은 이전에 설명한 바와 같이 ISU에서 조정된다. 일정 횟수의 진폭 조정의 반복내에서 진폭 평형에 도달하지 않거나

1차 동기화 채널을 사용하여 신호 존재가 검출되지 않은 경우에는, 여분의 동기화 채널에 대해 동일한 프로세스를 사용한다. 일정 횟수의 진폭 조정의 반복에서 진폭 평형에 도달하지 않거나 또는 1차 또는 여분의 동기화 채널을 이용하여 신호 존재가 검출되지 않은 경우에는 ISU는 리셋된다.

일단 ISU(100)의 전송 레벨 조정이 완료되어 안정화되면, CXMC(80) 및 MCC 모델(82)는 반송파 주파수 로킹을 수행한다. MCC 모델(82)는 ISU(100)에 의해 전송된 반송파 주파수를 검출하고 ISU로부터의 모든 업스트림 전송의 다중 반송파를 직교 정렬하는데 필요한 반송파 주파수 에러 보정을 계산하기 위해 ISU로부터 수신된 전송에 대해 상관을 수행한다. MCC 모델(82)는 ISU에 대한 주파수 정렬을 수행하는데 필요한 반송파 주파수 에러 조정의 양을 나타내는 메시지를 CXMC(80)에 되돌린다. CXMC(80)은 ISU 모델(101)의 전송 주파수를 조정하도록 CXSU(102)에 지시하는 메시지를 MCC 모델(82)를 거쳐 다운스트림 10C 채널상으로 전송하며, 주파수가 OFDM 채널 간격에 대한 일정 공차내에 있도록 확립될 때까지 이 프로세스를 반복한다. 이러한 조정은 합성기 블록(195)(도 13 및 도 14)를 거쳐 이루어진다. 주파수 로킹 및 조정이 이미 설명한 바와 같이 ISU상에서 달성되면, 이 주파수 조정 방법은 이용되지 않는다.

직교성을 확립하기 위하여, CXMC(80) 및 MCC 모델(82)는 심볼 정렬을 수행한다. MCC 모델(82)는 ISU 모델(101)에 의해 전송된 8kHz 프레임 레이트로 변조된 동기화 채널을 검출하여 모든 별개의 ISU(100)으로부터의 업스트림 ISU 전송을 심볼 정렬하는데 필요한 지연 보정을 산출하기 위해 수신 신호에 대해 하드웨어 상관을 수행한다. MCC 모델(82)는 모든 심볼들이 HDT(12)에서 동시에 수신되도록 ISU(100)을 심볼 정렬하는데 필요한 지연 조정의 양을 가리키는 메시지를 CXMC(80)에 복귀한다. CXMC(80)은 ISU 모델(101) 전송의 지연을 조정하도록 CXSU(103)에 지시하는 메시지를 MCC 모델(82)에 의해 다운스트림 10C 채널로 전송하고, ISU 심볼 정렬이 달성될 때까지 이 프로세스를 반복한다. 이러한 심볼 정렬은 최소한 클럭 지연(196)(도 13 및 도 14)를 거쳐 조정된다. 심볼 정렬 평형에 도달하기 위해서는 수많은 반복이 필요할 수 있으며, 조정의 반복 횟수내에 도달하지 않은 경우, ISU는 다시 리셋될 수 있다.

심볼 정렬과 동시에, CXMC(80)은 경로 지연 조정을 수행하기 위해 MCC 모델(82)에 메시지를 전송한다. CXMC(80)은 ISU 모델(101)이 ISU(100)의 다중 프레임(2kHz) 정렬을 가리키는 다른 신호를 동기화 채널상으로 전송할 수 있도록 CXSU 제어기(102)에 지시하는 메시지를 MCC 모델(101)을 거쳐 다운스트림 10C 채널상으로 보낸다. MCC 모델(82)는 다중 프레임 정렬 패턴을 검출하여 그 패턴에 대해 하드웨어 상관을 수행한다. 이 상관으로부터 모델(82)는 통신 시스템의 일부 경로 지연을 만족시키는데 필요한 추가적인 심볼 주기를 계산한다. MCC 모델(82)는 그 다음에 전체 경로 지연 요건을 충족시키기 위해 추가되어야 하는 추가적인 지연량을 나타내는 메시지를 CXMC(80)에 복귀하고, CXMC는 그 다음에 경로 지연 조정값을 포함하는 메시지를 ISU 모델(101)에 중계하도록 CXSU 제어기(102)에 지시하는 메시지를 MCC 모델(82)를 거쳐 다운스트림 10C 채널상으로 전송한다. 경로 지연 평형에 도달하기 위해 수많은 반복이 필요하며, 조정의 반복 횟수내에 도달하지 않은 경우, ISU는 다시 리셋될 수 있다. 이러한 조정은 도 13 및 도 14의 업스트림 송신기 구조의 디스플레이 지연 버퍼 n 샘플(192)에서 알 수 있는 바와 같이 ISU 송신기에서 이루어진다. 경로 지연 및 심볼 정렬은 동기화 채널상으로 보내진 동일한 또는 서로 다른 신호들을 사용하여 별도로 또는 함께 동시에 수행될 수 있다.

ISU가 초기화되고 활성화될 때까지, ISU(100)은 480개 톤 또는 반송파 중 어느 것으로도 전화 데이터 정보를 전송할 수 없다. 이러한 초기화 및 활성화가 완료된 이후에, ISU는 OFDM 파형내에서 전송에 필요한 공차내에 있게 되며, ISU는 전송이 가능하고 업스트림 동기화가 완료되었음을 알게 된다.

ISU(100)이 시스템에 대해 초기화되고 활성화된 이후에, OFDM 전송 요건의 필요한 공차내에서 조정된 ISU를 유지하기 위해 차후의 동기화 또는 트래킹이 주기적으로 수행될 수 있다. 차후의 프로세스는 온도에 따른 성분값의 드리프트를 해결하기 위해 실시된다. ISU(100)이 극단적인 시간 기간 동안 비활성이면, ISU는 동기화 채널에 동조되어 상기의 업스트림 동기화 프로세스에 따라 업스트림 동기화 파라미터를 갱신하도록 요청받을 수 있다. 그 대신에, ISU가 최근에 사용된 경우에는, 차후의 동기화 또는 트래킹이 10C 채널상으로 진행될 수 있다. 이 시나리오하에서, 도 17에 일반적으로 도시된 바와 같이, ISU(100)은 HDT(12)에 의해 10C 채널상으로 신호를 제공하도록 요청받는다. HDT(12)는 그 다음에 신호가 OFDM 파형내의 채널에 대해 요청되는 공차내에 있는 것을 획득하여 확인한다. 그렇지 않은 경우, ISU는 이러한 에러가 있는 파라미터를 조정하도록 요청받는다. 게다가, 긴 사용 기간 동안, ISU는 업스트림 동기화 파라미터를 갱신할 목적으로 10C 채널 또는 동기화 채널상으로 신호를 보내도록 HDT(12)에 의해 요청받을 수도 있다.

다운스트림 방향에서, 10C 채널들은 ISU(100)에 제어 정보를 전송한다. 변조 포맷이 양호하게는 차분 인코딩된 BPSK이지만, 다운스트림 변조의 차분 측면은 필요하지 않다. 업스트림 방향에서는, 10C 채널은 HDT(12)에 제어 정보를 전송한다. 10C 채널들은 업스트림 방향으로 데이터를 보낼 때 이퀄라이저와 관련된 전이 시간을 제거하기 위해 차분 BPSK 변조된다. 제어 데이터는 바이트 경계상에서 슬롯된다(500μs 프레임). 임의의 ISU로부터의 데이터는 10C 채널상으로 동시에 전송될 수 있으며, 따라서 충돌이 일어날 가능성이 있다.

충돌의 가능성이 있기 때문에, 업스트림 10C 채널상에서의 충돌의 검출은 데이터 프로토콜 레벨에서 달성된다. 이러한 충돌을 처리하기 위한 프로토콜은 예를 들면 ISU에 의한 지수 백오프(exponential backoff)를 포함한다. 이와 같이, HDT(12)가 전송시 에러를 검출하면, ISU가 특정 시간 기다린 후에 10C 채널상으로 업스트림 신호를 재전송하도록 재전송 명령이 모든 ISU에 발송되며, 대기 시간 기간은 지수 함수에 근거를 둔다.

당업자라면 업스트림 동기화를 실시하여 HDT에 의해 명령받은 대로 ISU에 의한 심볼 타이밍의 조정을 위해 단지 심볼 타이밍 루프만을 사용하여 다중 지점대 지점간 전송을 할 수 있게 된다는 것을 잘 알 것이다. 업스트림 동기화를 위한 주파수 루프는 HDT에 로크되지 않은 ISU내의 고품질의 국부적인 자유 동작 발진기의 사용으로 제거될 수 있다. 게다가, ISU에 있는 국부 발진기는 외부 기준에 로크될 수 있다. 진폭 루프는 HDT에서의 심볼 정렬을 달성하는데 필수적인 것은 아니다.

통신 시스템(10)에서의 호출 처리는 가입자가 HDT(12)로부터 ISU(100)으로의 전화 트랜스포트 위해 시스템의 채널을 할당받는 방식으로 이루어진다. 본 발명에 따른 이 통신 시스템은 집중을 포함하지 않은

호출 처리 기술, 예를 들면 TR-8 서비스 및 집중을 포함하는 것, 예를 들면 TR-303 서비스 양자를 모두 지원할 수 있다. 집중은 이러한 ISU에 서비스할 수 있는 채널들이 있는 것보다 더 많은 ISU 중단점들이 서비스를 요구할 때에 일어난다. 예를 들면, 고객들에 서비스를 제공하기 위해 단지 240개 피airo드 채널만이 할당될 수 있는데 시스템에 대해 1000개의 고객 라인 중단점이 있을 수 있다는 것이다.

TR-8 동작 등에 대해 어떤 집중도 필요하지 않은 경우, 6MHz 스펙트럼내의 채널들은 정적으로 할당된다. 따라서, 채널 모니터링에 대해서는 단지 채널의 재할당에 대해서만 이하에서 더 설명한다.

반면에, TR-303 서비스를 제공하는 것 등의 집중을 제공하는 동적으로 할당된 채널에 대해서는, HDT(12)는 HFC 분산망(11)을 통해 전화 데이터의 전송을 위해 요구시 채널 할당을 지원한다. 이러한 동적 채널 할당은 HDT(12)와 ISU(100) 사이의 통신을 위해 10C 채널을 이용하여 달성된다. 채널들은 ISU(100)에 있는 고객에 의해 수신되는 호출에 대해서 또는 ISU(100)에 있는 고객이 발신한 호출에 대해서 동적으로 할당된다. 이미 언급한 바와 같이, HDT(12)의 CXMU(56)은 HDT(12)와 ISU(100) 사이에서 호출 처리 정보를 전달하는 10C 채널을 구현한다. 특히, 다음에 오는 호출 처리 메시지는 10C 채널상에 존재한다. 이들은 적어도 ISU로부터 HDT로의 라인 포획(line seizure) 또는 오프-후크(off-hook) 메시지; ISU로부터 HDT로의 라인 아이를 또는 온-후크 메시지; 및 HDT와 ISU사이의 인에이플 및 디스에이플 라인 아이를 검출 메시지를 포함한다.

HFC 분산망(11)상의 가입자에 대한 호출에 대해서는, CTSU(54)는 가입자 라인 중단점과 관련된 CXMU(56)에 메시지를 보내며 HFC 분산망(11)을 XH008 호출의 전송을 위한 채널을 할당하도록 CXMU(56)에 지시를 한다. CXMU(56)은 그 다음에 호출을 받게 되는 ISU(100)에 의해 수신될 10C 채널상의 명령을 삽입하고, CXSU(102)에 적당한 정보를 제공하는 이 명령은 할당된 채널에 관하여 ISU(100)에 경보를 보낸다.

ISU측에 있는 가입자에 의해 호출이 발신된 경우에, 각 ISU(100)은 라인 포획을 위해 채널 유닛을 모니터링하는 일을 맡는다. 라인 포획이 검출되면, ISU(100)은 업스트림 10C 동작 채널을 이용하여 HDT(12)의 CXMU(56)으로 발신 라인에 대한 PIN 어드레스 코드와 함께 이 변화를 통신해야만 한다. CXMU(56)이 라인 포획 메시지를 정확하게 수신하면, CXMU(56)은 이 표시를 다시 필요한 정보를 통화를 설정하는 스위칭 네트워에 제공하는 CTSU(54)로 보낸다. CTSU(54)는 채널의 이용가능성을 검사하고 ISU(100)에서 발신된 호출에 대해 채널을 할당한다. 일단 ISU(100)로부터 호출을 완성하기 위해 채널이 식별되면, CXMU(56)은 다운스트림 10C 채널상의 채널을 라인 포획을 요청하는 ISU(100)에 할당한다. 가입자가 온 후크로 복귀하면, 채널이 그 다음에 다시 TR-303 서비스를 지원하도록 할당될 수 있도록 적절한 라인 아이를 메시지 가 이러한 정보를 제공하는 HDT(12)로 업스트림 전송된다.

아이들 채널 검출은 다른 기술을 이용하여 모델에서 달성될 수 있다. ISU(100)에 있는 가입자가 데이터 페이로드 채널의 사용을 종료한 이후에는, MCC 모델(82)는 이미 할당된 채널이 아이들 상태인지를 판정할 수 있다. 복소(1/Q 성분) 심볼 값을 출력하는 FFT의 결과를 검사하는 이퀄라이저(214)(도 15)에 의한 평활화 프로세스를 이용함으로써 아이들 검출을 수행할 수 있다. 평활화에 대해서 이미 기술한 바와 같이 이퀄라이저 계수들을 갱신하는데 사용되는 에러가 산출된다. 전형적으로 이퀄라이저가 신호를 획득하고 유효 데이터가 검출될 때에, 에러는 작게 된다. 이 신호가 종료되면, 에러 신호는 증가하게 되며 이것은 사용된 페이로드 데이터 채널 또는 채널 아이들 상태의 종료로 판정하기 위해 신호대 잡음 모니터링(305)에 의해 모니터링될 수 있다. 이 정보는 그 다음에 이러한 시스템의 동작이 집중을 지원할 때 아이들 채널을 할당하는데 이용될 수 있다.

평활화 프로세스는 채널 모니터링에 대해 이하에서 더 상세히 설명하는 바와 같이 미할당 또는 할당된 채널이 침입에 의해 오염되어 있는지를 판정하는데 이용될 수도 있다.

전화 트랜스포트 시스템은 몇가지 방식으로 침입으로부터의 채널 보호를 제공할 수 있다. 현대적 침입은 외부 신호원으로부터의 전송에 결합되어 있는 현대적 신호이다. OFDM 파형내에 위치하는 침입 신호는 전체 대역 오프-라인을 취할 가능성이 있다. 침입 신호는 OFDM 반송파에 직교가 아닐 수가 있으며, 최악의 경우에는 성능이 최소 비트 에러를 이하로 열화되는 정도까지 거의 모든 DSO+를 오염시키기에 충분한 레벨로 모든 OFDM 반송파 신호내로 간섭을 주입할 수 있다.

한가지 방법은 주파수 대역상의 침입 위치를 식별하기 위한 간섭 감지 알고리즘을 포함하는 디지털적으로 동조가능한 노치 필터를 제공한다. 일단 위치를 찾으면, OFDM 파형으로부터 침입을 노치(notch)하기 위해 임의의 필터 응답을 제공하도록 필터링이 갱신된다. 필터는 기본적인 모델 동작의 일부가 아니고 채널들을 튜닝 아웃하도록 열화되는 채널들의 식별을 요구한다. 필터링의 결과로 상실된 채널의 양은 얼마나 많은 채널들을 침입이 실제로 오염시켰는지를 판정하기 위해 주파수 영역에서 비트 에러를 특성에 응답하여 판정된다.

도 15의 MCC 업스트림 수신기 구조의 침입 필터 및 FFT(112)에 대해 이미 언급한 다른 방법은 다상 필터 구조이다. 필터와 관련된 단가 및 전력은 HDT(12)에서 흡수되며, 시스템에 대한 충분한 침입 보호를 제공한다. 이와같이, ISU(100)에서의 전력 소모는 증가되지 않는다. 양호한 필터 구조는 도 20 및 도 21에 대해 이미 언급한 바와 같이 2개의 스테거된 다상 필터를 포함하고 있지만, 한 필터의 사용이 어떤 채널의 상실로 분명히 고려된다. 필터/변환쌍은 필터와 복조 프로세스를 하나의 단계로 결합시킨다. 다상 필터링에 의해 제공되는 특징 중 어떤 것은 현대적 침입에 대하여 수신 대역을 보호할 수 있는 능력을 포함하며 업스트림 전송에서 스케일가능한 대역폭 사용을 가능하게 한다. 이들 방법에서는, 침입이 어떤 채널들을 못쓰게 만드는 경우, HDT(12)는 이러한 침입을 피하기 위해 다른 반송파 주파수상으로 업스트림 전송하도록 ISU에 명령을 할 수 있다.

최소한 디지털 동조가능 노치 필터 및 다상 필터의 사용을 포함한 침입 보호를 위한 상기 방법들은 똑같이 다중 반송파 전송을 이용하는 지점 대 지점 시스템에 적용가능하다. 예를 들면, 단일 HDT로 전송하는 단일 ISU는 이러한 기술을 사용할 수 있다. 게다가, 단방향 다중 지점 대 지점 전송도 침입 보호를 위한 이러한 기술들을 이용할 수 있다.

게다가, 채널 모니터링 및 그에 근거한 할당 또는 재할당도 역시 침입을 피하기 위해 사용될 수 있다. 외부 변수들이 주어진 채널의 품질에 악영향을 줄 수 있다. 이들 변수는 전자기 간섭에서부터 광섬유에

서의 물리적 파손에 이르기까지 여러 가지 있다. 광섬유에서의 물리적인 파손은 통신 링크를 절단하게 되며 채널을 스위칭함으로써 피할 수 없지만, 전기적으로 간섭되는 채널은 간섭이 사라질 때까지 피할 수 있다. 간섭이 사라진 후에, 채널을 다시 사용할 수 있다.

도 28을 참조하면, 채널 모니터링 방법은 오염된 채널을 검출하여 그 사용을 피하기 위하여 사용된다. 채널 모니터(296)는 보드 지원 소프트웨어(298)로부터 이벤트를 수신하여 로컬 데이터베이스에 있는 채널 품질 테이블(300)을 갱신하는데 사용된다. 모니터(296)는 또한 할당 또는 재할당을 위해 고장 분리기(fault isolator)(302) 및 채널 할당기(304)에 메시지를 전달한다. 채널 모니터링의 기본적인 입력은 DS0+ 채널들에 의해 하드웨어로부터 이용가능한 패리티 에러이며, DS0+ 채널은 10비트 채널이고 그 비트중 하나는 이미 설명한 바와 같이 채널에 삽입된 패리티 즉 데이터 무결성 비트이다. 특정 채널에 관한 패리티 에러 정보는 그 채널에 대한 품질 상태에 도달하도록 샘플링되고 시간에 따라 적분된 미가공 데이터로서 사용된다.

패리티 에러는 채널 상태를 판정하기 위해 POTS, ISDN, DDS 및 DS1을 포함한 서로 다른 서비스 타입 각각에 대해 2가지 시간 프레임을 사용하여 적분된다. 첫 번째 적분 루틴은 모든 서비스 타입에 대해 1 초의 짧은 적분 시간에 근거한다. 두 번째 루틴인 긴 적분은 서비스 종속적이며, 여러 가지 서비스에 대한 비트 에러를 요건은 표 3에서 알 수 있는 바와 같이 서로 다른 적분 시간 및 모니터링 기간을 요구한다. 이 2가지 방법에 대해서 이하에서 설명한다.

도 29A, 도 29B 및 도 29C를 참조하면, 기본적인 짧은 적분 동작에 대해서 기술한다. 채널의 패리티 에러가 CXMU(56)에 의해 검출되면, 패리티 인터럽트는 인터럽트 우선순위 레벨을 패리티 인터럽트 이상으로 설정함으로써 디스플레이된다(도 29A). 수신된 신호 고장을 나타내는 모델 알람이 수신되면, 패리티 에러는 고장 조건이 끝날 때까지 무시된다. 이와 같이, 어떤 고장 조건은 패리티 에러 모니터링에 우선한다. 이러한 알람 조건은 신호의 상실, 모델 고장 및 동기화의 상실 등을 포함한다. 모델 알람이 활성 상태가 아니면, 패리티 카운트 테이블은 갱신되고 도 29B에 도시된 바와 같이 에러 타이머 이벤트가 인에이블된다.

에러 타이머 이벤트가 인에이블되면, 채널 모니터링(296)은 CXMU(56)의 패리티 에러 레지스터가 매 10 밀리초마다 판독되고 에러 카운트가 1초 모니터링 기간 후에 요약되는 모드로 들어간다. 일반적으로, 에러 카운트는 채널 품질 데이터베이스를 갱신하고 어느 채널이 재할당을 요구하는지를 판정하는데 사용된다. 데이터베이스의 채널 품질 테이블(300)은 각 채널의 진행 레코드(ongoing record)를 포함한다. 이 테이블은 채널에 할당된 현재의 ISU, 모니터링의 시작, 모니터링의 종료, 전체 에러, 어제, 지난 주, 및 지난 30일간의 에러, 및 채널에 할당된 ISDN 등의 현재의 서비스 타입 등의 카테고리에서의 채널의 이력을 구성한다.

도 29A에 나타난 바와 같이, 패리티 인터럽트가 디스플레이되고 어떤 활성 알람도 존재하지 않는 경우에, 패리티 카운트가 갱신되고 타이머 이벤트는 인에이블된다. 상기한 바와 같이 타이머 이벤트(도 29B)는 에러가 모니터링되는 1초 루프를 포함한다. 도 29B에 도시한 바와 같이, 1초 루프가 경과하지 않은 경우에, 에러 카운트는 계속하여 갱신된다. 1초가 경과되면, 에러는 요약된다. 1초 기간에 걸쳐 요약된 에러가 허용량을 초과하여 할당된 채널이 오염되어 있거나 불량인 것을 나타내는 경우에는, 이하에 기술하는 바와 같이, 채널 할당기(304)에 통고하여 ISU 전송은 다른 채널로 재할당된다. 도 29C에 도시한 바와 같이, 재할당이 완료될 때, 인터럽트 우선순위는 패리티 이하로 떨어져 채널 모니터링은 계속되고 채널 품질 데이터베이스는 취해진 동작에 관해 갱신된다. 재할당 태스크는 에러 타이머 태스크와 별도의 태스크로서 달성되거나 그 태스크와 관련하여 수행될 수 있다. 예를 들면, 재할당기(304)는 채널 모니터링(296)의 일부일 수 있다.

도 29D에 도시한 바와 같이 도 29B의 에러 타이머 태스크의 다른 실시예에서, 채널들은 1초가 경과하기 이전에 불량으로 판정될 수 있다. 이것은 1초 기간의 초기 부분 동안에 오염된 것으로 판정된 채널이 재빨리 식별되어 1초 전부가 경과하기를 기다리지 않고 재할당될 수 있도록 해준다.

재할당 대신에, ISU에 의한 전송에 대한 전력 레벨이 채널상의 침입을 극복하기 위해 증가될 수도 있다. 그러나, 한 채널상의 전력 레벨이 증가하게 되면, 적어도 하나의 다른 채널의 전력 레벨은 전체 전력 레벨이 실질적으로 일정하게 유지되므로 감소되어야만 한다.

모든 채널이 불량인 것으로 판정되면, 고장 분리기(302)에 통지하여 광섬유 파손 등의 중대한 고장이 존재할 확률을 나타낸다. 1초 기간에 걸쳐 요약된 에러들이 허용된 양을 초과하지 않아서 할당된 채널이 오염되지 않은 것을 나타내는 경우에는, 인터럽트 우선순위는 패리티 이하로 떨어져 에러 타이머 이벤트는 디스플레이된다. 이러한 이벤트는 그 다음에 종료되고 채널들은 도 29A에 의해 패리티 에러에 대해 모니터링된다.

상기한 바와 같은 주기적인 패리티 모니터링에 의해 제기된 2가지 문제는 채널이 오염되어 있는지를 판정하기 위해 1초의 모니터링 기간내에 패리티 에러의 판독된 카운트에 대응하는 비트 에러율을 추정하기 위하여 해결되어야만 한다. 첫 번째는 패리티의 특성 그 자체이다. 블록 에러 검출을 사용하는 데이터 포맷에 대한 채널된 관례는 에러있는 블록은 1비트의 에러를 나타내는 것으로 가정하지만, 이 에러는 실제로는 많은 수의 데이터 비트를 나타낸다. 데이터 전송 시스템의 특성으로 인해, 변조된 데이터에 주입된 에러들은 데이터를 랜덤화하게 된다. 이것은 평균적인 에러가 있는 프레임은 4개의 에러가 있는 데이터 비트(9번째 비트 제외)로 구성된다는 것을 의미한다. 패리티는 기수 비트 에러만을 검출하기 때문에, 모든 에러 있는 프레임의 절반은 패리티에 의해 검출되지 않는다. 따라서, 전송 간섭에 의해 야기된 각 패리티(프레임) 에러는 8 (데이터) 비트의 에러의 평균을 나타낸다. 둘째, 각각의 모니터링 패리티 에러는 80 프레임의 데이터(10ms/125μs)를 나타낸다. 패리티 에러가 래치되기 때문에, 모든 에러가 검출되지만 다수의 에러가 하나의 에러로서 검출된다.

언제 채널을 재할당할지를 판정하기 위한 근거로서 사용되는 비트 에러율(BER)은 10^{-6} 으로 선택된다. 따라서, 10^{-6} 을 초과하지 않는 1초 기간에 타당한 수의 패리티 에러를 판정하여야만 한다. 타당한 패리티 에러를 확립하기 위해, 각각의 판독된(모니터링된) 패리티 에러에 의해 나타내어진 프레임 에러의 확률수

를 예측하여야만 한다. 모니터링된 패리티 에러의 수, 모니터링된 패리티 에러 당 프레임 에러의 확률 수 및 프레임(패리티) 에러로 나타내어진 비트 에러의 수가 주어지면, 확률 비트 에러율이 도출될 수 있다.

통계 기술을 사용하고 이하의 가정을 한다.

1. 에러는 포와송 분포를 갖는다.
2. 모니터링된 패리티 에러의 수가 전체 샘플의 수(100)에 비해 작으면(10), 모니터링된 패리티 에러율(MPER)은 평균 프레임 에러(FER)를 반영한다.

모니터링된 패리티 에러(MPE)가 80 프레임을 나타내기 때문에, 가정 2는 각 패리티 에러 배후의 프레임 에러(FE)의 수는 80MPER과 같다는 것을 의미한다. 즉, 샘플당 10ms인 100 패리티 샘플에 대해서, 패리티 에러당 프레임 에러의 평균 수는 1초동안의 MPE의 카운트의 0.8배이다. 예를 들어, 3MPE가 1초 기간 동안 관찰된 경우, 각 MPE에 대한 FE의 평균 수는 2.4이다. 소망의 비트 에러율을 샘플 크기와 곱하고 프레임 에러당 비트 에러로 나누면 샘플내의 프레임 에러와 등가인 개수가 나온다. FE의 수는 MPE의 수와 MPE당 FE의 수를 곱한 것과 같다. 소망의 BER이 주어지면, 이하의 수학적 1에 대한 해집합을 결정할 수 있다.

$$(MPE \frac{FE}{MPE}) = 0.8MPE$$

다음과 같이 포와송 분포가 MPE(x)로 나타내어진 FE의 주어진 수의 확률을 계산하는데 사용되고 상기 가정 2는 MPE(μ)당 FE의 평균 수에 도달하는데 사용된다.

$$P(x) = \frac{e^{-\mu} \mu^x}{x!}$$

소망의 비트 에러율이 최대이기 때문에, 포와송 방정식이 0에서 최대값에 이르는 x의 값으로 연속적으로 적용된다. 이를 확률의 합이 x 프레임 에러가 각각의 모니터링된 패리티 에러에 대해 일어난 확률이다.

10⁻⁶의 비트 에러율 및 1과 8의 프레임 에러당 비트 에러에 대한 결과가 표 2에 나타내어져 있다.

[표 2]

비트 에러율 확률

프레임 에러당 비트 에러	모니터링된 패리티 에러	최대 프레임 에러/모니터링된 패리티 에러(x)	평균 프레임 에러/모니터링된 패리티 에러(μ)	BER-10 ⁻⁶ 의 확률
8	2	4	1.6	98%
	3	3	2.4	78%
	4	2	3.2	38%
1	8	8	6.4	80%
	9	7	7.2	56%
	10	7	8.0	45%

이 기술을 사용하여, 1초 적분 동안에 검출된 4개의 모니터링된 패리티 에러의 값은 ISU의 서비스를 새로운 채널로 재할당하기 위한 문턱값으로서 판정되었다. 이 결과는 프레임 에러당 8 비트 에러의 최악의 경우를 가정함으로써 도달된 것이지만, 비트 에러율이 10⁻⁶보다 양호할 확률은 단지 38%이다. 프레임당 비트 에러, 모니터링된 패리티 에러 및 모니터링된 패리티 에러 당 최대 프레임 에러의 곱은 10⁻⁶ 비트 에러율(64k 비트에서 64 에러)에 대해 64이어야만 한다. 따라서, 에러 타이머 이벤트에서 패리티 에러의 샘플링이 4 이상일 때, 채널 할당기는 오명된 채널을 통지받는다. 샘플링된 모니터링된 패리티 에러가 4 이하일 때는, 인터럽트 우선 순위는 패리티 이하로 떨어지며 에러 타이머 이벤트가 디스에이플되며 타이머 에러 이벤트가 종료하고 채널은 그 다음에 도 27A의 흐름도에 도시한 바와 같이 모니터링된다.

이하는 채널 모니터링(296)의 백그라운드 모니터링 루틴(도 30)에 의해 수행되는 긴 적분 동작에 대한 설명이다. 백그라운드 모니터링 루틴은 짧은 적분 10⁻⁶ 비트 에러율보다 나은 품질을 요구하는 채널들에 대한 품질 무결성을 보장하기 위해 사용된다. 도 30에서 흐름도가 나타내는 바와 같이, 백그라운드 모니터링 루틴은 각 서비스 타입에 대해 규정된 시간에 걸쳐 동작하며, 채널 품질 데이터베이스(300)를 갱신하고, 백그라운드 카운트를 롤리어하며, 각 서비스 타입에 대해 결정된 허용 한계를 적분된 에러가 초과하는지를 판정하여 불량 채널의 채널 할당기(304)가 필요한 것으로 통지한다.

동작에 있어서, 1초 구간에, 백그라운드 모니터링은 채널 품질 데이터베이스 테이블을 갱신한다. 채널 품질 데이터 테이블을 갱신하는 것은 2가지 목적이 있다. 첫 번째 목적은 비트 에러율과 에러 없는 채널의 에러없는 초 데이터의 수를 조정함으로써 그들의 증가하는 품질을 반영하는 것이다. 두 번째 목적은 너무 낮은 에러 레벨을 경험하는 모니터링된 채널상의 간헐적인 에러를 적분하여 짧은 적분 시간 재할당(초당 4 패리티 에러 이하)이 되게 하는 것이다. 이 카운트다운의 채널들은 조정된 그들의 BER 및 에러없는 초 데이터의 수를 가지며, 이 데이터에 근거하여 재할당될 수 있다. 이것이 긴 적분 시간 재할당이라는 것이며, 각 서비스 타입에 대한 긴 적분 시간 재할당에 대한 기본 규칙이 이하에 나타내어져 있다.

[표 3]

서비스 타입	최대 BER	적분 시간	에러있는 초	모니터링 기간
POTS	10^{-6}	1 초		
ISDN	10^{-6}	157 초	8%	1 시간
DDS	10^{-7}	157 초	0.5%	1 시간
DS1	10^{-9}	15,625 초	0.04%	7 시간

POTS 서비스는 10^{-6} 이상의 품질을 요구하지 않기 때문에, 오염된 채널은 짧은 적분 기술을 사용하여 충분히 제거되고 긴 적분이 필요하지 않다.

서비스 타입에 대한 긴 적분의 일례로서, ISDN 전송에 사용되는 채널을 참조하여 백그라운드 모니터링을 설명한다. 채널에 대한 최대 비트 에러율이 10^{-6} 일 수 있으며, 적분 시간에 이용된 초는 157초이고, 허용된 에러 있는 초의 최대 수는 157초의 8%이며, 모니터링 기간은 1 시간이다. 따라서, 에러있는 초의 합산은 1시간 모니터링 기간 중 157초에 걸쳐 8% 이상이면, 채널 할당기(304)는 ISDN 전송에 대한 불량 채널을 통보받는다.

미할당되거나 미사용이지만 초기화되고 활성화된 채널들은 TR-8 등의 비집중 서비스를 위해 재할당되는데 사용되거나 TR-303 등의 집중 서비스를 위해 할당 또는 재할당되는데 사용되든지 간에 그들이 불량인 아니도록 하기 위해 모니터링되어야만 하며 따라서 불량 채널이 ISU(100)에 할당 또는 재할당될 기회를 감소시키게 된다. 미할당 채널을 모니터링하기 위해, 채널 모니터링(304)는 할당 또는 재할당 결정을 하는데 사용되는 여러 데이터를 누적하기 위해 루프백의 미할당 채널을 셋업하기 위해 백업 관리자 루틴(도 31)을 사용한다. 미할당 채널에 에러가 있게 되면, 한 시간 동안 ISU(100)에는 할당되지 않는다. 채널이 한 시간 동안 마이클 상태(미할당 상태)로 있을 후에, 채널 모니터링은 채널이 개선되었는지를 알아내기 위해 채널을 루프백 모드에 놓게 된다. 루프백 모드에서는, CXMU(56)은 적절한 패리티 에러에 대해 짧은 또는 긴 적분을 수행하기에 충분히 긴 메시지를 그 채널상으로 전송하도록 초기화되고 활성화된 ISU(100)에 명령을 한다. 루프백 모드에서, 이전에 오염된 채널이 시간에 따라 개선되었는지 여부를 판정할 수 있으며 채널 품질 데이터베이스는 그에 따라 갱신된다. 루프백 모드에 있지 않을 때는, 이러한 채널은 전원 공급이 중단된다.

상기한 바와 같이, 채널 품질 데이터베이스는 할당 또는 재할당을 위해 사용되는 채널이 오염되지 않도록 재할당 또는 할당이 이루어질 수 있도록 하는 정보를 포함하고 있다. 게다가, 채널 품질 데이터베이스의 정보는 이들이 효율적으로 할당될 수 있도록 미할당 채널들의 품질에 관한 등급을 매기는데 이용될 수 있다. 예를 들면, 다른 부가적인 채널은 이 양자에 대해 충분히 양호할 수 있다. 부가적인 채널은 ISDN 전송을 위해 보유될 수 있으며 POTS에 사용되지는 않는다. 게다가, 아주 양호한 품질의 특정 대기 채널은 협임이 상당히 높을 때 스위칭될 채널을 항상 이용가능하도록 따로 준비해둘 수 있다.

게다가, 신호대 잡음비의 추정값이 도 15에 도시한 MCC 모델(82) 업스트림 수신기 구조의 미컬라이저(214)를 사용하여 미할당 및 할당된 채널들 모두에 대해 결정될 수도 있다. 이미 설명한 바와 같이, 채널이 마이클 상태인지 여부를 판정하여 이를 할당할 수 있도록 하기 위해 미컬라이저를 이미 이용하였다. 미컬라이저의 동작 중에는 이미 설명한 바와 같이 미컬라이저 계수를 갱신하기 위해 에러가 발생된다. 에러의 크기는 신호 대 잡음 모니터링(305)(도 15)에 의해 신호 대 잡음비(SNR)의 추정값으로 매핑된다. 마찬가지로, 미사용 채널은 그 대역에서 아무런 신호도 갖지 않아야 한다. 따라서, 미사용 FFT 빈내에서 검출된 신호의 변동을 봄으로써, 신호 대 잡음비의 추정값을 판정할 수 있다. 신호대 잡음비 추정값은 확률 비트 에러율에 직접 관련되어 있기 때문에, 이러한 확률 비트 에러율은 불량 또는 양호 채널이 존재하는지 여부를 판정하기 위해 채널 모니터링에 이용될 수 있다.

따라서, TR-8 등의 비집중 서비스에 대한 재할당의 경우, 루프백 모드를 통해 또는 미컬라이저를 이용한 SNR 추정에 의해 모니터링된 이러한 미할당된 채널으로 미할당된 채널에 대한 재할당이 수행될 수 있다. 마찬가지로, TR-303 서비스 등의 집중 서비스에 대한 할당 또는 재할당은 미컬라이저의 사용에 의한 SNR 추정에 의해 결정된 미할당 채널의 품질에 근거하여 미할당된 채널에 대해 행해질 수 있다.

채널 할당에 있어서, 채널 할당기(304)에 대한 채널 할당기 루틴은 채널 품질 데이터베이스 테이블을 검사하여 요청된 서비스에 대해 어떤 DS0+ 채널을 ISU(100)에 할당할 것인지를 판정한다. 채널 할당기는 또한 ISU의 상태 및 채널 유닛을 검사하여 요청된 서비스에 대한 서비스중 상태 및 적당한 타입을 확인한다. 채널 할당기는 채널 재할당에 대한 유연성을 허용하기 위해 ISU에서 대역폭의 최적 분포를 유지하려고 한다. ISU(100), 최소한 HISU라도 주어진 시간에 RF 대역의 일부만을 역세할 수 있는 것이 요망되기 때문에, 채널 할당기는 부가적인 채널에 대한 여유를 두기 위해 대역폭의 어느 부분도 과부하되지 않고 서비스중의 채널을 재할당하는 것을 피하도록 ISU상에 채널 사용을 분포시켜야만 한다.

채널 할당기(304)가 사용하는 프로세스는 같은 수의 각 ISU 타입을 6MHz 스펙트럼의 채널들의 각 대역에 할당하는 것이다. 필요한 경우, ISU상의 사용중인 채널이 새로운 대역으로 이동될 수 있고, 현재의 ISU 대역이 충분한 경우에는, 새로운 서비스가 ISU에 할당된다. 마찬가지로, 한 대역에서 ISU가 사용하는 채널이 오염되면, ISU는 채널들의 다른 서브대역 또는 대역내의 채널로 재할당될 수 있다. HISU는 언제든지 스펙트럼에 걸쳐 분포된 IOC 채널들 중 하나를 보고 있기 때문에, 분포된 IOC 채널들은 계속하여 HDT(12)와 HISU 사이에서 통신했을 수 있음을 기억하라. 일반적으로, 가장 긴 저 에러율 이력을 갖는 채널들이 먼저 사용된다. 이와 같이, 불량으로 표시되고 모니터링 목적상 차후에 재할당되는 채널들은 마지막으로 사용되는데, 그 이유는 그들의 이력이 보다 긴 기간동안 저 에러 조건으로 동작해온 채널들보다

더 짧기 때문이다.

전화 전송 시스템의 제2 실시예

도 24 내지 도 27을 참조하여 OFDM 전송 시스템의 제2 실시예에 대해서 설명한다. 6MHz 스펙트럼 할당이 도 24에 도시되어 있다. 6MHz 대역폭은 9개의 개별적인 모뎀(226)(도 25)에 대응하는 9개 채널 대역으로 분할되어 있다. 당업자라면 동일 동작들을 결합시킴으로써 더 적은 수의 모뎀을 사용할 수 있다는 것을 잘 알 것이다. 각각의 채널 대역들은 심볼당 5비트를 갖는 직교 32 포맷(32 QAM)으로 변조된 32개 채널을 포함하고 있다. 단일 채널이 HDT(12)와 ISU(100) 사이의 통신을 위해 동작 및 제어 데이터(10C 제어 데이터)의 전송을 지원하기 위해 할당된다. 이 채널은 BPSK 변조를 사용한다.

전송 구조는 먼저 다운스트림 전송에 관해서 설명하고 그 다음에 업스트림 전송에 관해서 설명한다. 도 25를 참조하여, HDT(12)의 MCC 모뎀(82) 구조에 대해서 설명한다. 다운스트림 방향에서, 직렬 전화 정보와 제어 데이터가 직렬 인터페이스(236)를 통해 CXMC(80)으로부터 인가된다. 직렬 데이터는 디멀티플렉서(238)에 의해 병렬 데이터 스트림으로 디멀티플렉스된다. 이 데이터 스트림들은 심볼 매핑과 고속 푸리에 변환(FFT) 기능을 수행하는 32 채널 모뎀(226)의 뱅크에 주어진다. 32 채널 모뎀들은 합성기(230)에 의해 구동되는 한 세트의 믹서(240)를 통과하는 시간 영역 샘플을 출력한다. 믹서(240)는 직교인 한 세트의 주파수 대역을 생성하고, 각 대역은 필터/결합기(228)를 통해 필터링된다. 필터/결합기(228)의 결합 출력은 그 다음에 합성기(242) 및 믹서(241)에 의해 최종 송신기 주파수로 업컨버트된다. 이 신호는 그 다음에 필터(232)에 의해 필터링되고, 증폭기(234)에 의해 증폭되며, 노이즈 성분을 제거하기 위해 필터(232)에 의해 다시 필터링된다. 이 신호는 그 다음에 전화 송신기(14)를 거쳐 HFC 분산망상에 결합된다.

HFC 분산망(11)의 다운스트림 중단점상에는, ISU(100)이 도 26에 도시한 가입자 모뎀(258)을 포함하고 있다. 다운스트림 신호는 동축 레그(30)를 통해 ODN(18)로부터 수신되어 전체 6MHz 대역에 대한 선택성을 제공하는 필터(260)에 의해 필터링된다. 그 다음에 이 신호는 2 부분으로 분리된다. 첫 번째 부분은 시스템에 대한 클럭을 동기화시키기 위해 제어 데이터 및 타이밍 정보를 제공한다. 두 번째 부분은 전화 데이터를 제공한다. 제어 데이터는 전화 데이터와는 별도로 수신되고, 이것을 상기와 바와 같이 대역외 ISU라고 한다. BPSK 변조된 대역외 제어 데이터는 분리되어 믹서(262)에 의해 기저 대역에 믹싱된다. 이 신호는 그 다음에 필터(263)에 의해 필터링되어 자동 이득 제어단(264) 및 방송파 위상이 복원되는 코스타스 루프(266)를 통과한다. 그 결과의 신호는 타이밍 루프(268)로 들어가 전체 루프에 대한 타이밍을 복원할 수 있게 된다. 코스타스 루프의 부산물인 10C 제어 데이터는 ISU(100)의 32 채널 OFDM 모뎀(224)로 들어간다. 다운스트림 OFDM 파형의 두 번째 부분은 믹서(270) 및 관련 합성기(272)에 의해 기저 대역으로 믹싱된다. 믹서(270)의 출력은 필터(273)에 의해 필터링되어 미의 수신을 준비하기 위해 이득 제어단(274)를 거치게 한다. 이는 그 다음에 32 채널 OFDM 모뎀(224)로 들어간다.

도 27을 참조하면, 10C 제어 데이터는 기능 블록(276)을 통해 하드 제한되어 마이크로프로세서(226)에 제공된다. OFDM 전화 데이터는 아날로그-디지털 변환기(278)를 통과하여 선입선출 버퍼(280)으로 입력되어 그곳에 저장된다. 충분한 양의 정보가 저장되면, 마이크로프로세서(226)에 의해 역선택되어 FFT의 적용을 포함한 나머지 복조 프로세스가 행해진다. 마이크로프로세서(226)는 수신된 데이터를 수신 데이터 및 수신 데이터 클럭 인터페이스를 통해 시스템의 나머지 부분에 제공한다. 고속 푸리에 변환(FFT) 엔진(282)은 마이크로프로세서(226)에서 실시된다. 그러나, 당업자라면 FFT(282)가 마이크로프로세서(226)에 의해 행해질 수 있다는 것을 잘 알 것이다.

업스트림 방향에서는, 데이터는 전송 데이터 포트를 통해 32 채널 OFDM 모뎀(224)로 들어가 마이크로프로세서(226)에 의해 심볼로 변환된다. 이들 심볼은 FFT 엔진(282)을 통과하여 그 결과 생기는 보호 샘플을 포함한 시간 영역 파형은 복조 믹서(284)를 지나게 된다. 복조 믹서(284)는 이 파형을 주파수를 옮겨 믹싱하고, 이 신호는 그 다음에 랜덤 액세스 메모리 디지털-아날로그 변환기(286)(RAM DAC)를 통과한다. RAM DAC는 ISU 업스트림 송신기(도 26)의 아날로그부에 보내지기 전에 샘플들을 저장하기 위한 RAM을 포함하고 있다. 도 26을 참조하면, 업스트림 전송을 위한 OFDM 출력은 필터(288)에 의해 필터링된다. 이 파형은 그 다음에 믹서(290)를 통과하여 그곳에서 합성기(291)의 제어하에서 전송 주파수로 옮겨 믹싱된다. 이 신호는 그 다음에 프로세서 이득 제어(292)를 통과하여 전폭 레벨링이 업스트림 경로에서 일어나게 된다. 업스트림 신호는 ODN(18)로의 동축 레그(30)상으로의 업스트림 전송 이전에 마지막으로 최종 선택으로서 6MHz 필터(294)를 통과한다.

HDT(12) 측에서의 업스트림 방향에서는, 전화 수신기(16)로부터 동축상으로 수신된 신호는 필터(244)에 의해 필터링되고 증폭기(246)에 의해 증폭된다. 직교적으로 주파수 분할 멀티플렉싱된 수신된 신호는 믹서 뱅크(248) 및 관련 합성기(250)에 의해 기저 대역으로 믹싱된다. 믹서(248)의 각 출력은 그 다음에 기저대역 필터 뱅크(252)에 의해 필터링되고 각 출력 시간 영역 파형은 그 다음에 32 채널 OFDM 모뎀(226)의 복조기로 보내진다. 이 신호는 FFT를 통과하고 심볼들은 비트로 다시 매핑된다. 이 비트는 그 다음에 멀티플렉서(254)에 의해 함께 멀티플렉싱되어 다른 직렬 인터페이스(256)를 통해 CXMC(56)으로 인가된다.

이 실시예에서 나타난 바와 같이, ISU는 대역외 ISU인데, 제어 데이터 및 전화 데이터에 대해 별도의 수신기를 이용하는 것이 이미 언급한 바와 같이 이를 나타내기 때문이다. 게다가, 스펙트럼을 채널 대역으로 분리하는 것이 더 나타내어져 있다. 전송 시스템의 첨부된 특허 청구의 범위에서 고려된 여러 가지 다른 실시예들이 여기 기술된 실시예들상에 구축됨으로써 가능하다. 한 실시예에서, 최소한 동기화 정보 전송을 위한 10C 제어 채널 및 전화 서비스 채널 또는 경로가 단일 포맷으로 제공된다. HDT(12)와 ISU(100) 사이의 10C 링크는 총 64kbps의 데이터 레이트를 내는 16kbps로 동작하는 4개의 BPSK 변조된 반송파로서 구현될 수 있다. 각 가입자는 전화 채널과는 별도로 다운스트림 링크상으로 그에 할당된 서비스 채널을 연속적으로 모니터링하는 제2 실시예에서와 같이 단순한 별도의 송수신기를 구현하게 된다. 이 송수신기는 서비스 10C 채널에 동조하기 위해 동조된 발진기를 필요로 한다. 마찬가지로, 10C 채널은 6MHz 대역폭의 채널 대역들에 대해 제공되며, 이 채널 대역들은 직교 반송파의 수신과는 별도로 수신되는 전화 데이터 및 10C 채널에 대한 직교 반송파를 포함할 수도 있다.

다른 실시예에서, 4 BPSK 채널 대신에, 단일 64kpbs ICC 채널이 제공된다. 이 단일 채널은 OFDM 주파수 구조상에 존재하지만, 심볼 레이트는 OFDM 구성의 전화 심볼 레이트와 호환되지 않는다. 이 단일 광대역 신호는 ISU(100)에 보다 광대역 수신기를 필요로 하며 HDT(12)와 ISU 사이의 ICC 링크가 항상 가능하게 된다. 단일 채널 지원으로 가입자 유닛에서 대역의 임의 부분을 거쳐 동조할 필요가 없는 고정 기준 발진기를 사용하는 것이 가능하다. 그러나, ICC 채널이 협대역 수신기를 허용하는 스펙트럼에 걸쳐 분포되어 있는 제1 실시예와는 달리, 이 실시예에 대한 전력 요건은 ISU(100)에서 광대역 수신기를 사용하기 때문에 증가하게 된다.

또다른 실시예에서는, ICC 링크는 32 OFDM 채널 그룹 각각에 2개의 ICC 채널을 포함할 수 있다. 이것은 OFDM 방송파의 수를 각 그룹내의 32로부터 34로 증가시키게 된다. 각 채널 그룹은 34 OFDM 채널로 이루어지게 되며 채널 대역은 8 내지 10개 채널 그룹을 포함할 수 있게 된다. 이 방법으로 협대역 수신기가 OFDM 파형을 이용하기 위해 HDT(12)에 의해 제공된 기준 파라메타에 로크하는데 사용될 수 있게 되지만, OFDM 데이터 경로 포맷으로 제어 또는 서비스 정보를 제공할 필요가 있는 등 복잡성이 증가한다. 가입자가 채널 그룹 중 어느 것에도 동조할 수 있기 때문에, 여분의 방송파에 포함된 정보는 교환국에 의해 트래킹되어야만 한다. 시스템이 타이밍 획득 요건을 지원할 필요가 있기 때문에, 이 실시예는 동기 신호가 OFDM 파형의 단부밖에 위치해야만 한다.

그러나, 본 발명의 여러 가지 특징들이 본 발명의 상세한 구조 및 기능과 함께 이상의 설명에서 기술되어 있지만, 본 개시 내용은 설명을 위한 것이며, 순서, 형상, 크기 및 부품 배열에서의 변화 및 동작의 여러 가지 특성들은 본 발명의 원리내에서 행해질 수 있으며 첨부된 특허 청구의 범위를 표현하는 용어의 일반적인 넓은 의미로 나타내어진 전 범위를 포함하는 것으로 이해되어야 한다.

(57) 청구의 범위

청구항 1. 비트 중 하나는 패리티 비트인 n-비트의 적어도 하나의 전화 통신 채널을 모니터링하는 방법에 있어서,

상기 n-비트 채널의 패리티 비트를 샘플링하는 단계와,

상기 패리티 비트의 샘플링으로부터 확률 비트 에러율을 도출해 내는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 2. 제1항에 있어서, 적어도 하나의 미할당된 전화 통신 채널에 대한 에러 데이터를 주기적으로 모니터링하고 누산하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 3. 제1항에 있어서,

상기 적어도 하나의 전화 통신 n-비트 채널이 오염되었는지를 판단하기 위해 상기 확률 비트 에러율과 소정의 비트 에러율 값을 비교하는 단계와,

상기 적어도 하나의 전화 통신 n-비트 채널이 오염되었으면, 상기 적어도 하나의 전화 통신 n-비트 채널을 오염되지 않고 미할당된 전화 통신 n-비트 채널로 재할당하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 4. 제1항에 있어서,

상기 적어도 하나의 전화 통신 n-비트 채널이 오염되었는지를 판단하기 위해 상기 확률 비트 에러율과 소정의 비트 에러율 값을 비교하는 단계와,

상기 n-비트 채널이 오염되었으면, 전체 시스템 전력을 유지하면서 상기 n-비트 채널의 송신 전력을 증가시키는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 5. 비트 중 하나는 패리티 비트인 n-비트의 적어도 하나의 전화 통신 채널을 모니터링하는 방법에 있어서,

상기 n-비트 채널의 패리티 비트를 샘플링하는 단계와,

상기 패리티 비트의 샘플링으로부터 시간 주기에 대한 확률 비트 에러율을 도출해 내는 단계와,

상기 n-비트 채널이 오염되었는지를 판단하기 위해 상기 시간 주기에 대한 상기 확률 비트 에러율과 소정의 비트 에러율 값을 비교하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 6. 제5항에 있어서, 상기 비교에 따라 상기 n-비트 채널에서 다른 n-비트 채널로 통신을 재할당하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 7. 제6항에 있어서, 상기 적어도 하나의 전화 통신 n-비트 채널은 다수의 전화 통신 n-비트 채널의 대역 내에 위치되며, 상기 대역은 적어도 하나의 제어 채널에 관련되며, 또한 상기 다른 n-비트 채널은 상기 대역 내에 위치되는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 8. 제6항에 있어서, 상기 적어도 하나의 전화 통신 n-비트 채널은 다수의 전화 통신 n-비트 채널의 대역 내에 위치되며, 상기 대역은 적어도 하나의 제어 채널에 관련되며, 또한 상기 다른 n-비트 채널은 적어도 하나의 다른 제어 채널이 관련되어 있는 다수의 전화 통신 n-비트 채널의 제2 대역 내에 위치되는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 9. 제5항에 있어서, 상기 n-비트 채널이 오염되었으면, 전체 시스템 전력을 유지하면서 상기 n-비트 채널의 송신 전력을 증가시키는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 10. 제5항에 있어서, 상기 확률 비트 에러율을 테이블에 기억시키는 단계를 더 포함하며, 상기 테이블은 n-비트 채널 상에 장래 통신을 할당하는데 사용될 수 있는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널

모니터링 방법.

청구항 11. 제5항에 있어서,

상기 채널이 오염되지 않았으면, 상기 패리티 비트의 샘플링으로부터 적어도 하나의 긴 시간 주기에 대한 적어도 하나의 추가 확률 에러율을 도출해 내는 단계와,

상기 n-비트 채널이 오염되었는지를 판단하기 위해 상기 적어도 하나의 추가 확률 비트 에러율과 소정의 추가 비트 에러율 값을 비교하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 12. 제11항에 있어서, 상기 소정의 비트 에러율 값은 전화 통신 서비스용이며, 상기 소정의 추가 비트 에러율 값은 추가 전화 통신 서비스용인 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 13. 제12항에 있어서, 상기 전화 통신 서비스 중 하나는 ISDN인 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 14. 제11항에 있어서, 상기 n-비트 채널이 오염되었으면, 전체 시스템 전력을 유지하면서 상기 n-비트 채널의 송신 전력을 증가시키는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 15. 제11항에 있어서, 상기 적어도 하나의 추가 확률 비트 에러율과 소정의 추가 비트 에러율 값의 비교에 따라 상기 n-비트 채널에서 다른 n-비트 채널로 통신을 재할당하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 16. 비트 중 하나는 패리티 비트인 n-비트의 적어도 하나의 전화 통신 채널을 모니터링하는 방법에 있어서,

상기 n-비트 채널의 패리티 비트를 제1 시간 주기에 대해 샘플링하는 단계와,

상기 패리티 비트의 샘플링으로부터 상기 제1 주기에 대한 확률 비트 에러율을 도출해 내는 단계와,

상기 n-비트 채널이 오염되었는지를 판단하기 위해 상기 제1 시간 주기에 대한 상기 확률 비트 에러율과 소정의 비트 에러율 값을 비교하는 단계와,

상기 n-비트 채널이 오염되지 않았으면 다수의 연속 시간 주기에 대한 확률 비트 에러율을 누산시키는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 17. 제16항에 있어서, 상기 n-비트 채널이 오염되었는지를 판단하기 위해 상기 연속 시간 주기에 대한 상기 누산된 확률 비트 에러율과 적어도 하나의 소정 추가 비트 에러율 값을 비교하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 18. 제17항에 있어서, 상기 n-비트 채널이 오염되었으면, 상기 n-비트 채널에서 제2 n-비트 채널로 통신을 재할당하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 19. 제17항에 있어서, 상기 n-비트 채널이 오염되었으면, 전체 시스템 전력을 유지하면서 상기 n-비트 채널의 송신 전력을 증가시키는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 20. 제19항에 있어서, 상기 소정의 비트 에러율 값은 전화 통신 서비스에 관련되며, 상기 적어도 하나의 추가 소정 비트 에러율 값은 적어도 하나의 추가 전화 통신 서비스에 관련되는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 21. 제20항에 있어서, 상기 전화 통신 서비스 중 하나는 ISDN인 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 22. 제16항에 있어서, 상기 n-비트 채널이 오염되었으면, 상기 n-비트 채널에서 제2 n-비트 채널로 통신을 재할당하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 23. 제16항에 있어서, 상기 n-비트 채널이 오염되었으면, 전체 시스템 전력을 유지하면서 상기 n-비트 채널의 송신 전력을 증가시키는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 24. 비트 중 하나는 패리티 비트인 n-비트의 적어도 하나의 전화 통신 채널을 모니터링하는 방법에 있어서,

상기 n-비트 채널의 패리티 비트를 샘플링하는 단계와,

상기 패리티 비트의 샘플링으로부터 제1 주기에 대한 확률 비트 에러율을 도출해 내는 단계와,

상기 n-비트 채널이 오염되었는지를 판단하기 위해 상기 제1 시간 주기에 대해 상기 확률 비트 에러율과 소정의 비트 에러율 값을 비교하는 단계와,

상기 패리티 비트의 샘플링으로부터 상기 제1 시간 주기보다 길고 상기 제1 시간 주기와 함께 지속되는 제2 시간 주기에 대한 확률 비트 에러율을 도출해 내는 단계와,

상기 n-비트 채널이 오염되었는지를 판단하기 위해 상기 제2 시간 주기에 대한 상기 확률 비트 에러율과 소정의 제2 비트 에러율 값을 비교하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 25. 제24항에 있어서, 상기 n-비트 채널이 오염되었으면, 상기 n-비트 채널에서 제2 n-비트 채널로 통신을 재할당하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 26. 제24항에 있어서, 상기 n-비트 채널이 오염되었으면, 전체 시스템 전력을 유지하면서 상기

n-비트 채널의 송신 전력을 증가시키는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 27. 제24항에 있어서, 상기 확률 비트 에러율을 테이블에 기억시키는 단계를 더 포함하며, 상기 테이블은 n-비트 채널 상에 장애 통신을 할당하는데 사용될 수 있는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 28. 미할당된 적어도 하나의 전화 통신 채널을 모니터링하기 위한 방법에 있어서,

상기 미할당된 적어도 하나의 전화 통신 채널을 주기적으로 모니터링하는 단계와,

상기 미할당된 적어도 하나의 전화 통신 채널에 대한 여러 데이터를 누산하는 단계와,

상기 미할당된 적어도 하나의 전화 통신 채널이 상기 여러 데이터에 따라 할당되는 것을 허용하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 29. 제28항에 있어서, 오염된 전화 통신 채널에서 상기 미할당된 적어도 하나의 전화 통신 채널로 전화 통신을 재할당하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 30. 제28항에 있어서, 상기 미할당된 적어도 하나의 전화 통신 채널을 주기적으로 모니터링하는 단계는

원격 송신기로부터 비트 중 하나는 패리티 비트인 n-비트 신호를 전송하는 단계와,

상기 n-비트 채널의 패리티 비트를 샘플링하는 단계와,

상기 샘플된 패리티 비트로부터 확률 비트 에러율을 도출해 내는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 31. 제28항에 있어서, 상기 미할당된 채널은 전력 공급이 중단된 할당된 채널이며,

상기 미할당된 채널을 모니터링할 수 있도록 하기 위해 상기 미할당된 채널 상에서 원격 위치에 있는 원격 송신기에 전력을 공급하는 단계와,

상기 미할당된 채널을 모니터링한 후에 상기 원격 송신기로의 전력 공급을 중단하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

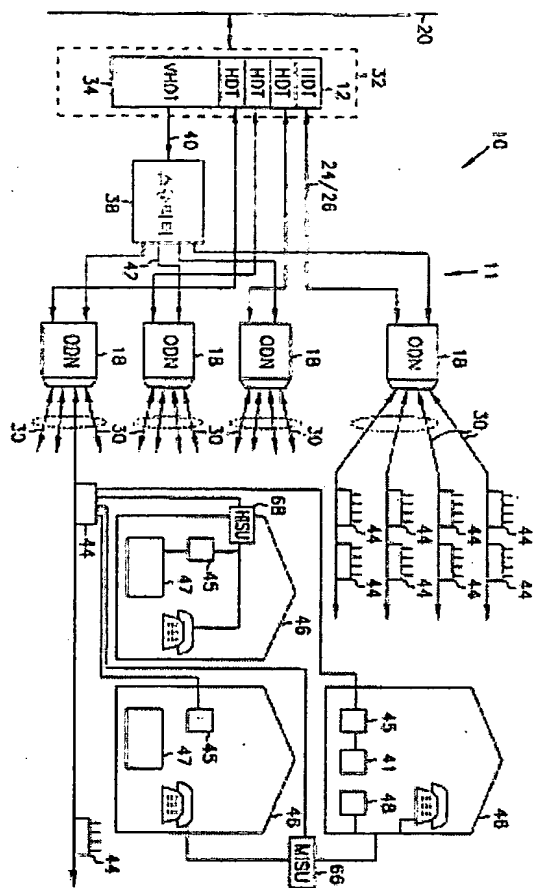
청구항 32. 제28항에 있어서, 상기 채널이 오염되었는지를 판단하기 위해 상기 확률 비트 에러율과 소정의 비트 에러율 값을 비교하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전화 통신 채널 모니터링 방법.

청구항 33. 제28항에 있어서, 상기 미할당된 적어도 하나의 전화 통신 채널은 다수의 미할당된 전화 통신 채널 중 하나이며, 상기 다수의 미할당된 전화 통신 채널 중 적어도 일정수는 모니터링되어지며, 이러한 모니터링에 따라 상기 다수의 미할당된 채널 중 적어도 일정수에 대한 품질 등급을 정하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 통신 채널 모니터링 방법.

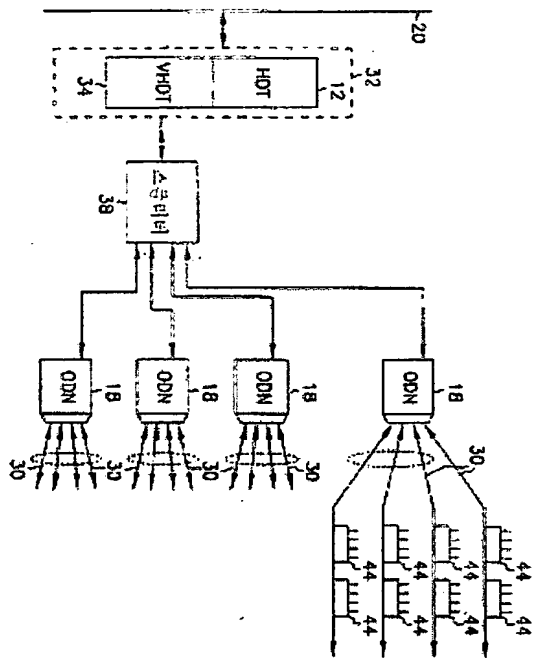
청구항 34. 제33항에 있어서, 상기 등급을 정하는 단계는 대기 채널로서 고품질 채널을 보유하여 설정하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 통신 채널 모니터링 방법.

도면

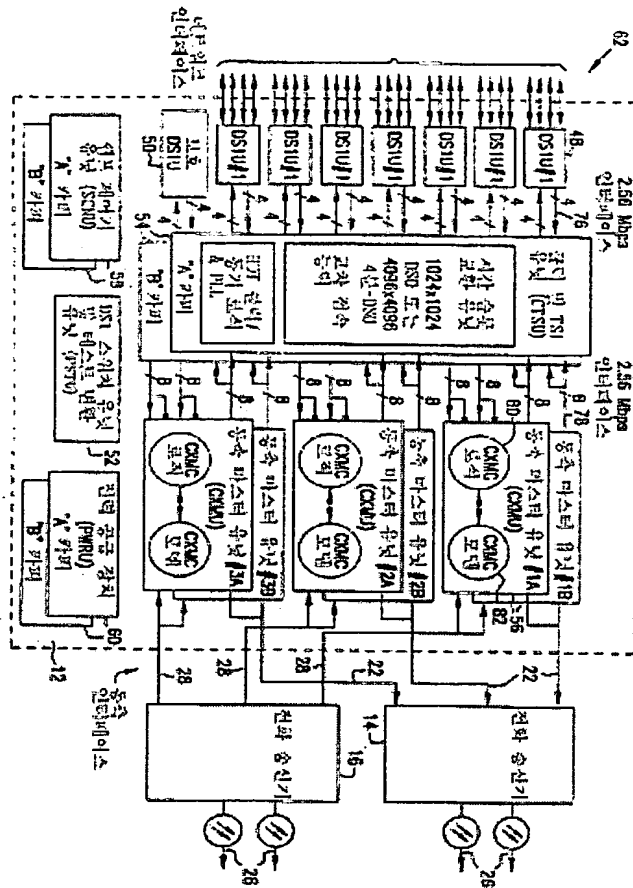
FBI



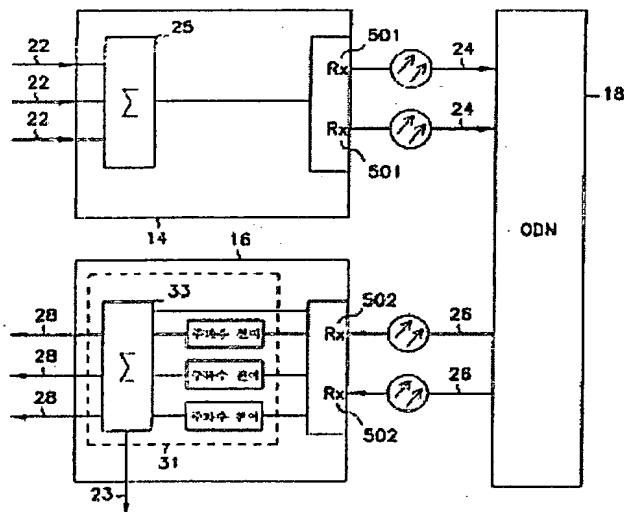
도 2

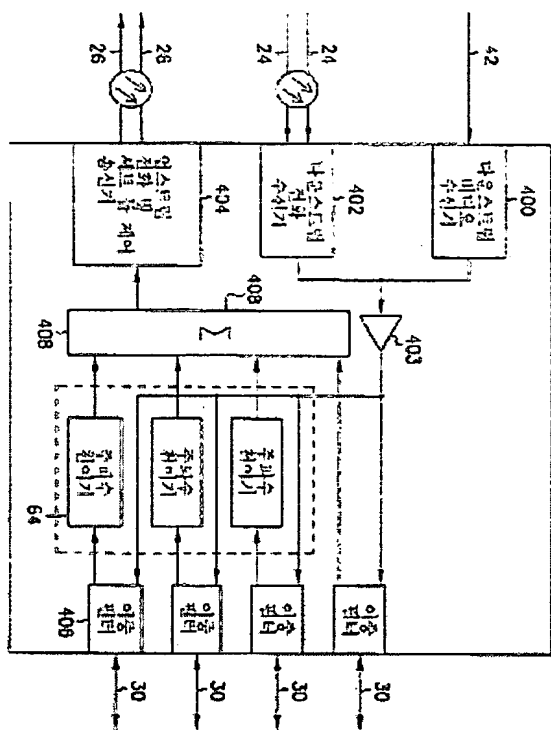


도 3

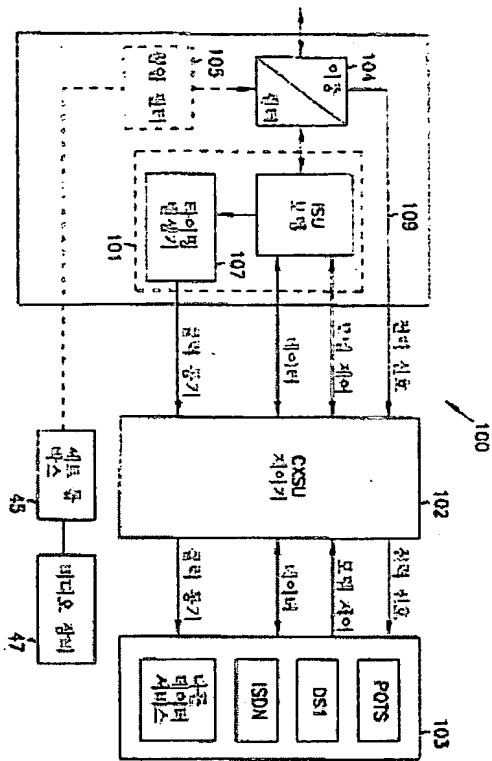


도 4



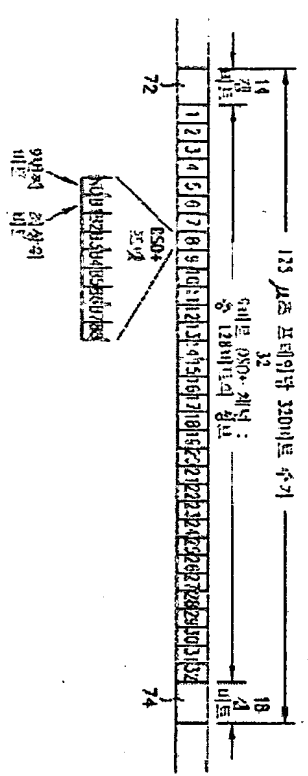


도 5

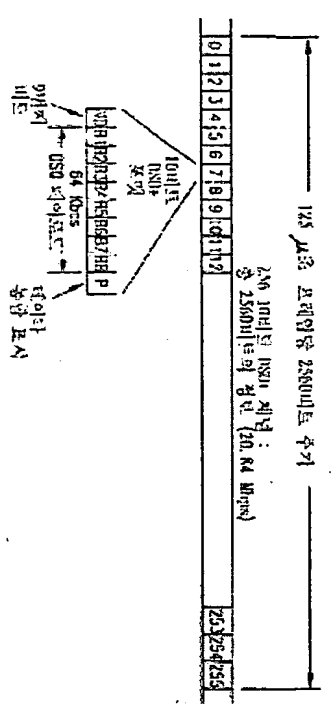


도 3

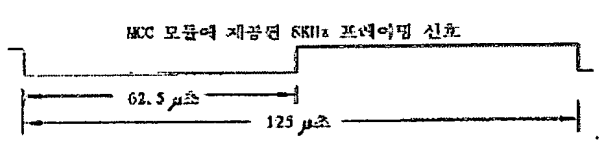
도면 7A



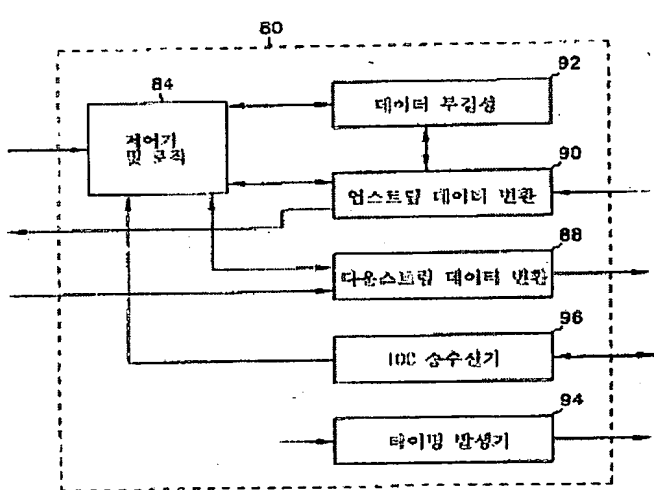
DE7B



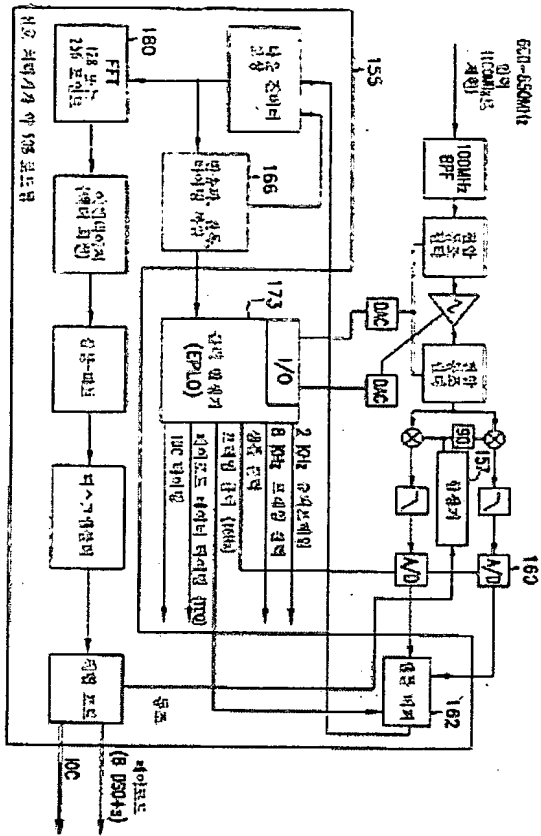
LE7C



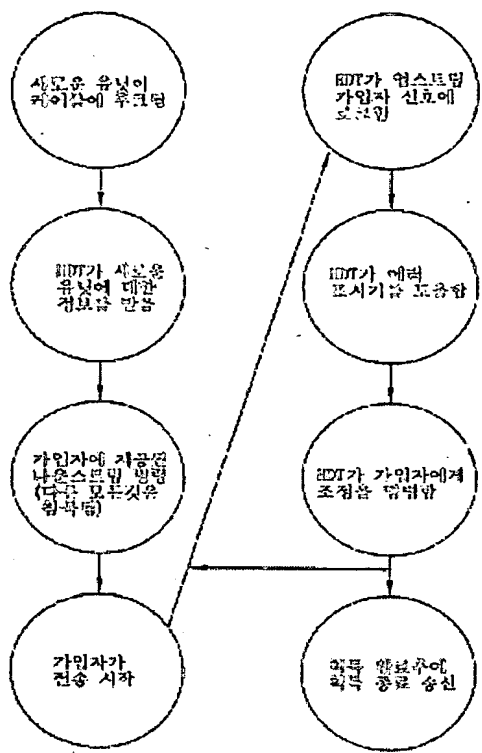
END



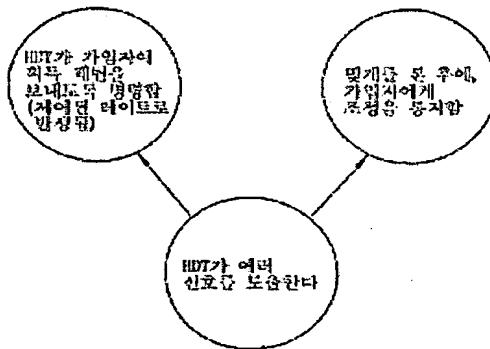
도 12



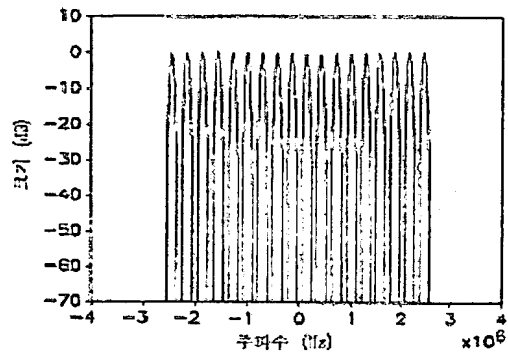
도면16



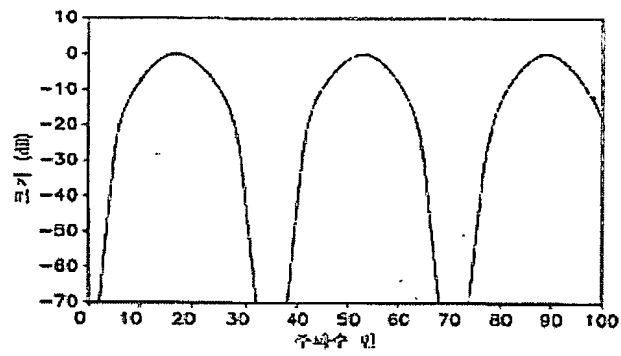
도면17



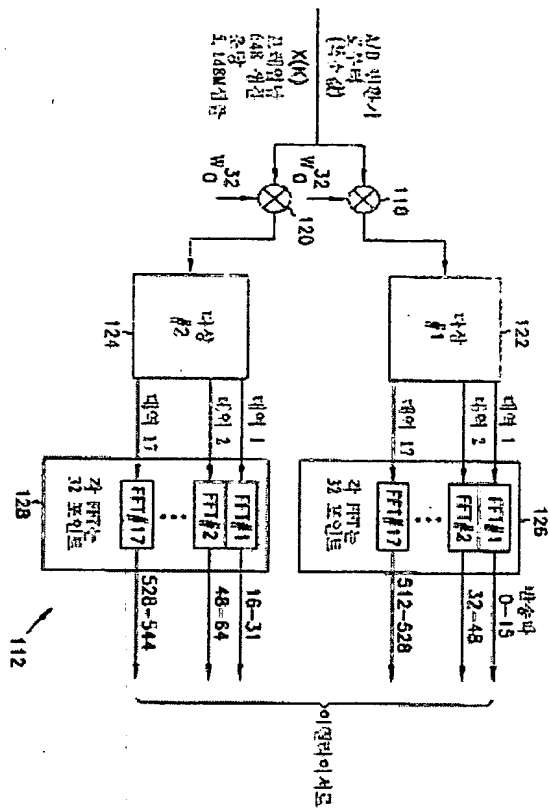
도면 18

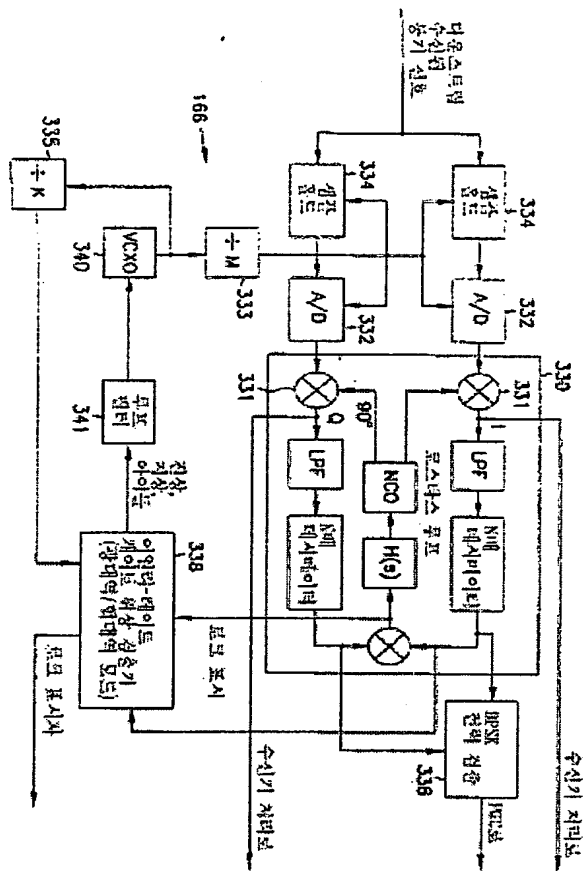


도면 19



도면 20





도 22

5024

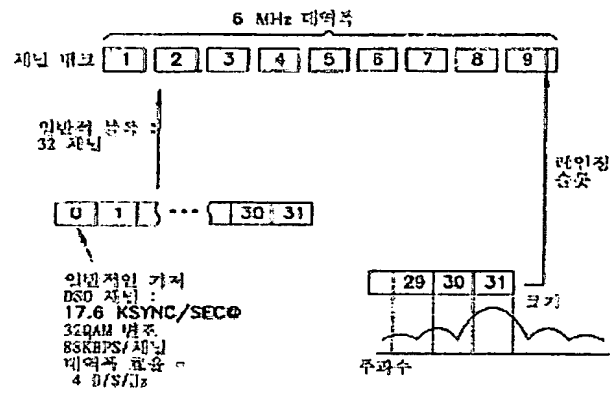
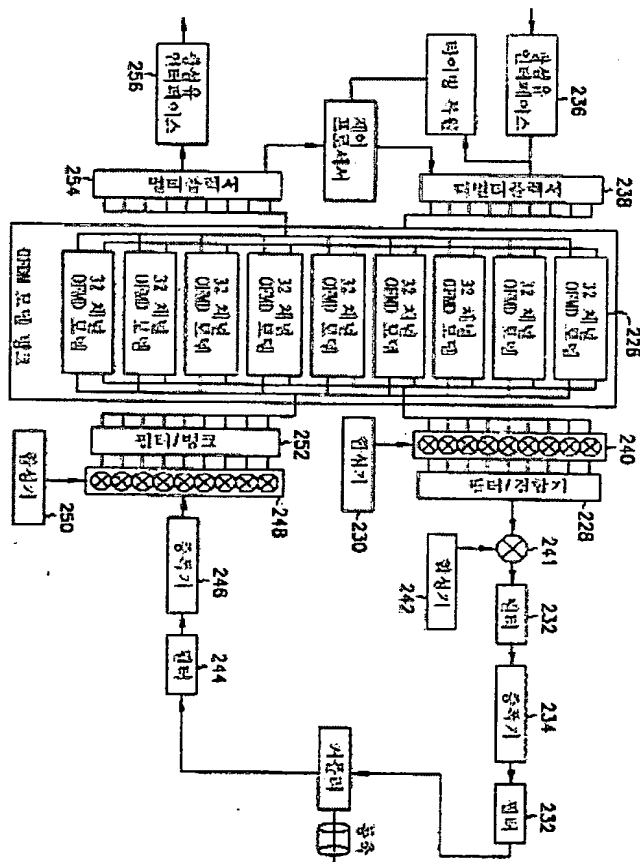
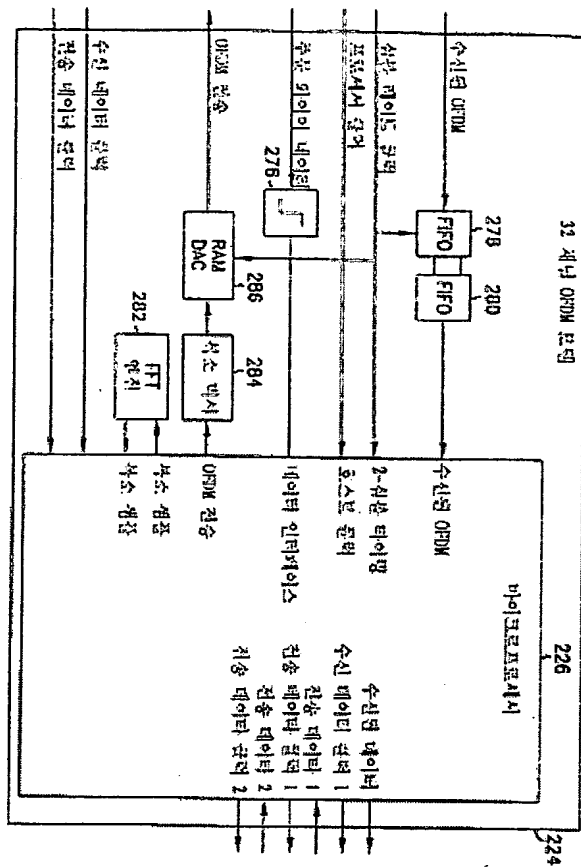


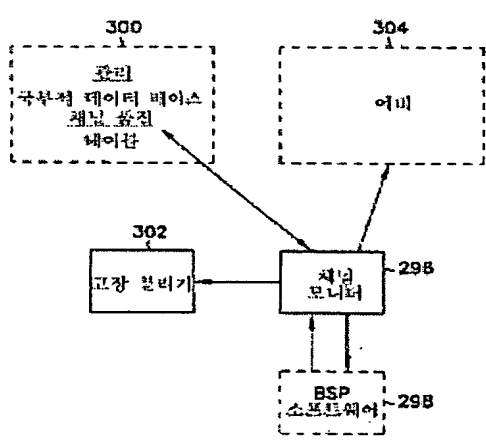
도표 25



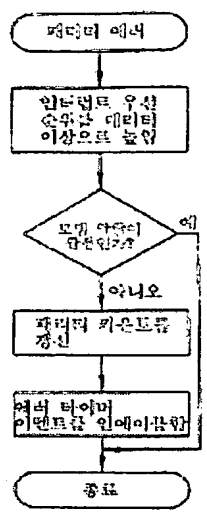
도 27



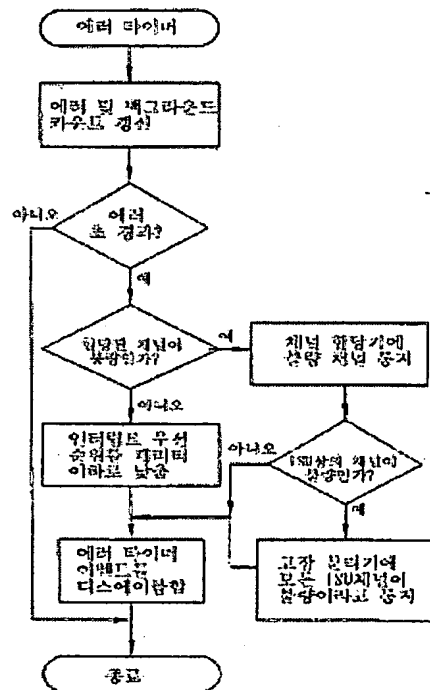
도 28



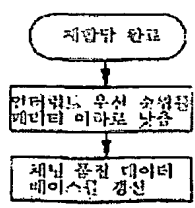
도면 204



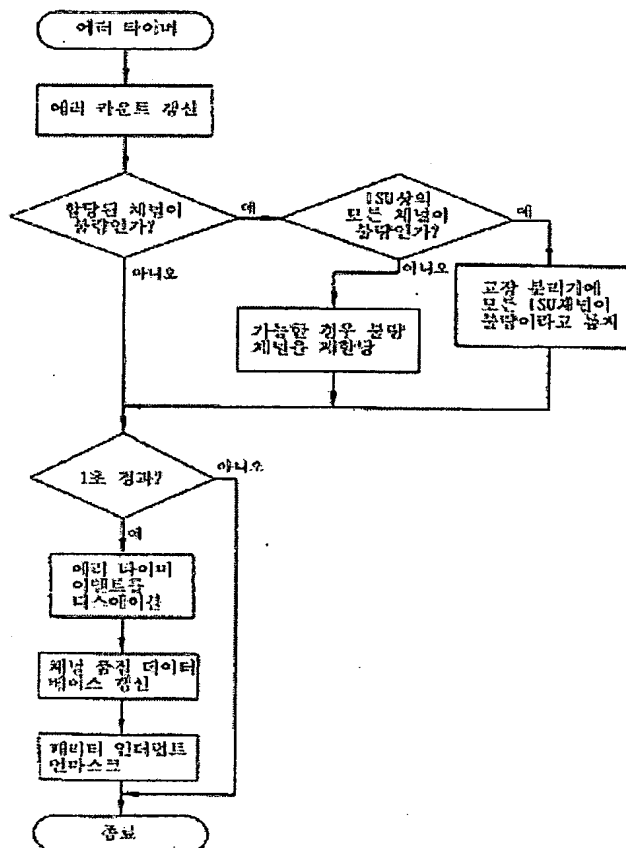
도면 208



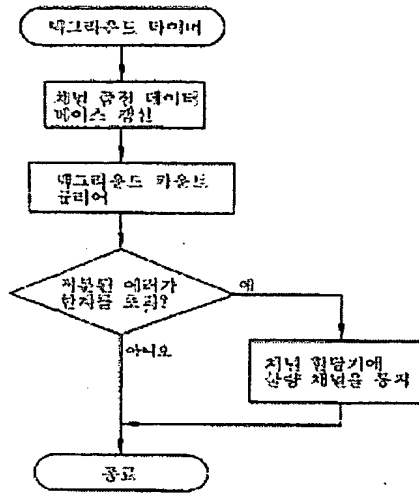
도 B286



도 B287



도면30



도면31

